

ALMA MATER STUDIORUM-UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

Sede di Forlì

Corso di Laurea in

INGEGNERIA MECCANICA

Classe LM-33 (Codice 8771)

TESI DI LAUREA in

“Azionamenti Elettrici”

**“CONTROLLO DI UNA MACCHINA BRUSHLESS
MULTI-TRIFASE CON FASI STATORICHE
APERTE E COMPENSATORE DELLA POTENZA
REATTIVA”**

Candidato:

Filippo Bedeschi

Relatore:

Prof. Michele Mengoni

Anno Accademico 2018/2019

Sessione III

Abstract

L'obiettivo di questa tesi è quello di definire in ambiente Simulink una nuova tecnica di controllo di un azionamento basato su una macchina brushless a sei fasi con avvolgimenti statorici aperti e tramite i risultati delle simulazioni evidenziare i vantaggi di questo azionamento rispetto ad una soluzione tradizionale.

Nel primo capitolo viene descritta la struttura e spiegato il principio di funzionamento di una macchina brushless trifase; vengono poi esposte le equazioni relative al modello matematico ai valori istantanei della macchina per confrontarle in seguito con il caso multifase; viene inoltre introdotto il concetto di regolazione della velocità e regioni di funzionamento della macchina.

Nel secondo capitolo vengono descritte altre possibili configurazioni dell'azionamento oltre a quella presa in esame in questo lavoro di tesi; vengono poi ricavate le equazioni del modello matematico dell'azionamento.

Nel terzo capitolo viene descritto la configurazione di un inverter trifase e le varie tensioni di uscita che è in grado di fornire; vengono poi esposti i limiti di corrente e di tensione della macchina e dei due inverter presenti in questo azionamento; in seguito viene descritta la condizione di ottimo funzionamento; infine sono state rappresentate le curve dei limiti di corrente e tensione, le regioni di funzionamento al variare della velocità e analizzati i vantaggi di questo azionamento rispetto a quello con singolo inverter.

Nel quarto capitolo viene descritto lo schema di controllo completo dell'azionamento e vengono analizzati nel dettaglio i componenti che lo costituiscono.

Nel quinto capitolo vengono spiegati i blocchi di Simulink che sono stati utilizzati per costruire questa nuova tecnica di controllo per questo azionamento studiato nella tesi; in particolare viene preso in considerazione il modello relativo allo schema di controllo della velocità, quello del sistema Dual Inverter, quello della macchina brushless e quello del carico meccanico; infine vengono analizzati i grafici relativi alle simulazioni fatte e presi in considerazione i vantaggi che sono stati ottenuti rispetto ad un azionamento con singolo inverter.

Indice

Introduzione	pag.7
Capitolo 1: Descrizione della macchina brushless	pag.11
1.1 Struttura e principio di funzionamento	pag.11
1.2 Equazioni del modello matematico della macchina	pag.14
1.3 Regolazione della velocità e regioni di funzionamento	pag.16
1.4 Equazioni della macchina multifase	pag.17
Capitolo 2: Descrizione dell'azionamento Dual Inverter	pag.21
2.1 Diverse configurazioni dell'azionamento	pag.21
2.2 Equazioni del modello matematico	pag.24
Capitolo 3: Analisi della prestazione limite	pag.33
3.1 Limite in corrente e in tensione	pag.33
3.2 Condizione di ottimo funzionamento	pag.39
Capitolo 4: Tecnica di controllo dell'azionamento	pag.49
4.1 Sistema di controllo completo	pag.49

Capitolo 5: Modello di simulazione in Simulink	pag.51
5.1 Modello dello schema di controllo della velocità	pag.52
5.2 Modello del sistema Dual Inverter	pag.81
5.3 Modello della macchina brushless	pag.87
5.4 Modello del carico meccanico	pag.91
5.5 Risultato delle simulazioni	pag.93
 Conclusioni	 pag.105
 Bibliografia	 pag.107

Introduzione

Negli ultimi anni, anche a causa delle problematiche ambientali, vi è un interesse e una ricerca continua verso gli azionamenti elettrici ad elevate prestazioni soprattutto nei campi dell'automotive e delle applicazioni industriali. Si cercano di sviluppare nuove strategie di controllo che migliorino le prestazioni degli azionamenti soprattutto nella regione di funzionamento ad alta velocità.

Quando l'alimentazione di questi azionamenti è costituita da un pacco batterie, come avviene per esempio nei veicoli elettrici o ibridi bisogna tenere in considerazione anche la dimensione, il peso e il rendimento di questi sistemi. Negli ultimi anni sono stati sviluppati diversi sistemi elettronici di potenza in grado di aumentare il livello di tensione disponibile, ma in alcuni casi questi vantaggi non giustificano l'aumento in termini di peso, di dimensioni e il calo del rendimento energetico del sistema. Un esempio sono i sistemi di innalzamento di tensione, realizzati con un chopper boost collegato sul bus dc a monte dell'inverter: questa configurazione comporta l'introduzione di interruttori statici e induttanze che provocano il calo del rendimento complessivo del sistema.

Questa tesi si occuperà di un azionamento elettrico detto "Dual Inverter", costituito da una macchina elettrica a fasi statoriche aperte, controllata tramite due inverter collegati alle due estremità degli avvolgimenti statorici. La macchina elettrica che si è presa in considerazione è una macchina sincrona con magneti permanenti (chiamata anche brushless) multifase (in particolare

si è analizzato una macchina a sei fasi). La macchina brushless presenta ottime caratteristiche in termini di efficienza e densità di coppia.

Questo azionamento Dual Inverter, con un'opportuna tecnica di controllo, presenta notevoli vantaggi:

- aumento di tensione ai capi degli avvolgimenti di macchina, a parità di tensione del pacco batterie;
- ampliamento della regione a coppia costante, posticipando in termini di velocità l'inizio della zona di indebolimento di campo;
- ampliamento della regione a potenza costante e aumento della coppia per un ampio intervallo di velocità;
- migliore utilizzo dell'inverter principale, grazie alla possibilità di funzionamento con fattore di potenza unitario;
- compensazione di armoniche di corrente indesiderate negli avvolgimenti di macchina.

L'utilizzo di macchine multifase, grazie alla ridondanza di fasi attive, comporta la presenza di numerosi gradi di libertà rispetto alla classica macchina trifase; questo garantisce molti vantaggi: riduzione della pulsazione di coppia (infatti vengono applicate in molte applicazioni industriali soprattutto per la loro affidabilità come per esempio nei sistemi navali e aeronautici, i quali necessitano di elevata sicurezza), la divisione della potenza (grazie alla ridondanza di fasi attive si ha un'elevata potenza mantenendo la corrente per fase limitata e quindi anche quella dell'intero azionamento) e il power sharing. Quest'ultimo vantaggio consiste nel fatto che se si hanno due fonti di energia separate è possibile generare uno squilibrio e trasferire energia da una fonte all'altra. Per esempio, una macchina a sei fasi alimentata tramite due terne, tramite la macchina stessa si può generare un "energy hub", in

quanto caricando in modo diverso le due terne si trasferisce energia in ogni direzione. Questa applicazione può essere usata in campo automotive; se si considerano le due fonti di energia come due pacchi batteria, è possibile equilibrare il loro livello di carica attraverso la proprietà di giunto elettromeccanico. Un altro vantaggio delle macchine multifase riguarda l'affidabilità in quanto in caso di guasto di un'alimentazione una singola terna trifase è capace di alimentare tutto il sistema.

In questa tesi si è definito tramite Simulink un modello matematico e un sistema di controllo che potesse migliorare l'efficienza di questo azionamento Dual Inverter.

Capitolo 1: Descrizione della macchina brushless

In questo capitolo viene descritta la struttura, il principio e le regioni di funzionamento di una macchina brushless trifase. Vengono poi prese in considerazione le relative equazioni del modello matematico per confrontarle con quelle della macchina brushless a sei fasi relativa all'azionamento Dual Inverter studiato nella tesi.

1.1 Struttura e principio di funzionamento

Le macchine sincrone isotrope a magneti rotorici, chiamate anche macchine brushless con magneti rotorici superficiali o anche “Surface Permanent Magnet Synchronous Machines” (SPMSMs), sono delle macchine sincrone isotrope in cui l'avvolgimento di eccitazione rotorico è sostituito da magneti permanenti (come si vede dalla figura 1.1).

Il rotore è perfettamente cilindrico e i magneti sono disposti sulla superficie esterna (come si vede dalla figura 1.2).

Nelle cave di statore, come nelle macchine sincrone con avvolgimento di eccitazione rotorico, è alloggiato un avvolgimento trifase simmetrico, che in condizione di regime, è alimentato con una terna simmetrica sinusoidale di tensioni.

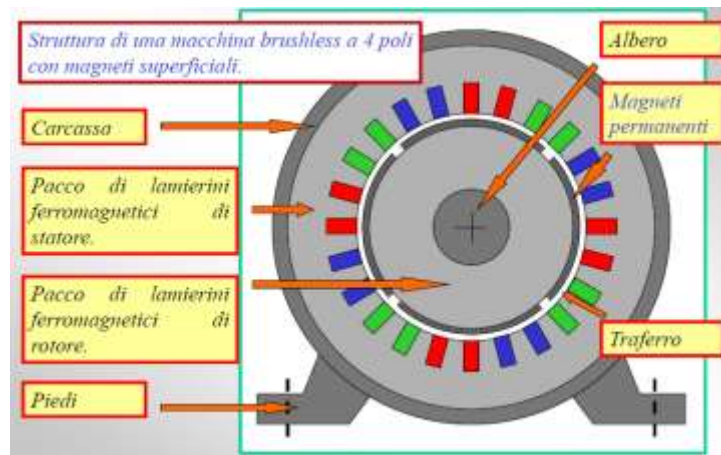


Figura 1.1-Schema macchina brushless



Figura 1.2-Struttura macchina brushless

La macchina brushless ha lo stesso principio di funzionamento di una macchina con avvolgimento di eccitazione in cui la corrente di eccitazione è mantenuta costante: un sistema di tre correnti simmetriche e sinusoidali di statore, genera un campo magnetico al traferro che ruota ad una velocità rigidamente legata alla frequenza delle correnti stesse (come si vede dalla figura 1.3). Se il rotore ruota esattamente alla stessa velocità del campo rotante di statore, il campo prodotto dai magneti è sincrono al campo prodotto di statore. I due campi, statore e rotore, risultano fermi uno rispetto all'altro e dall'interazione tra i poli nasce una coppia elettromagnetica costante (come si vede dalla figura 1.4).

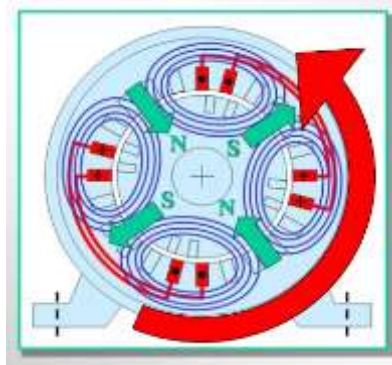


Figura 1.3-Principio di funzionamento

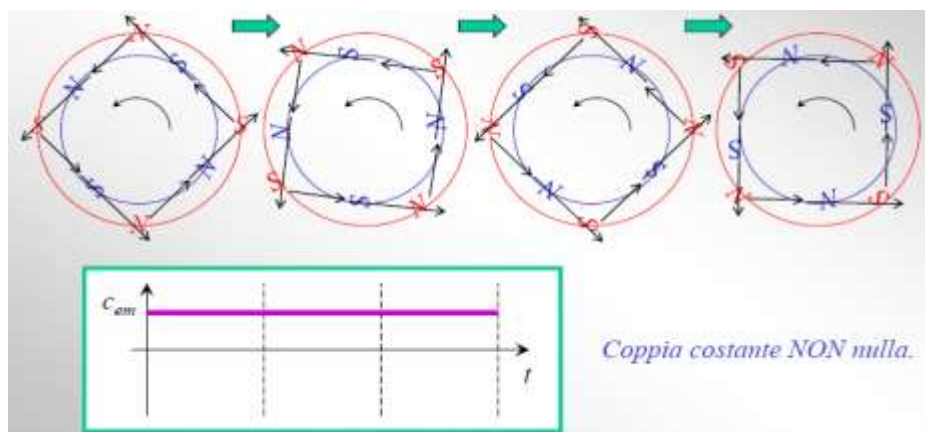


Figura 1.4- Produzione di una coppia costante non nulla

1.2 Equazioni del modello matematico della macchina

Attraverso l'utilizzo di un modello matematico ai valori istantanei (valido in qualsiasi regime di funzionamento) si sono ricavate le equazioni finali della macchina, le quali sono state scritte in un sistema di riferimento (di asse d e di asse q) solidale con il rotore attraverso l'utilizzo delle trasformate di Clarke e Park.

La trasformata di Clarke permette di passare da un sistema trifase generico (a, b, c) ad un sistema bifase stazionario per lo statore (d^s , q^s) che dal punto di vista del rotore sarà un sistema rotante (d^r , q^r).

La trasformata di Park permette di passare da questo sistema bifase ad un altro sistema bifase rotante (d, q) con una velocità angolare generica ω_g .

Le due trasformate, per una generica grandezza x, sono rappresentate dalle equazioni (1), che rappresenta quella di Clarke e (2), che è quella di Park:

$$\begin{bmatrix} x_{d^s} \\ y_{q^s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_g & \sin \vartheta_g \\ -\sin \vartheta_g & \cos \vartheta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d^s} \\ y_{q^s} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Nella figura 1.5 sono rappresentati i diagrammi vettoriali della trasformata di Clarke (in blu) e della trasformata di Park (in rosso).

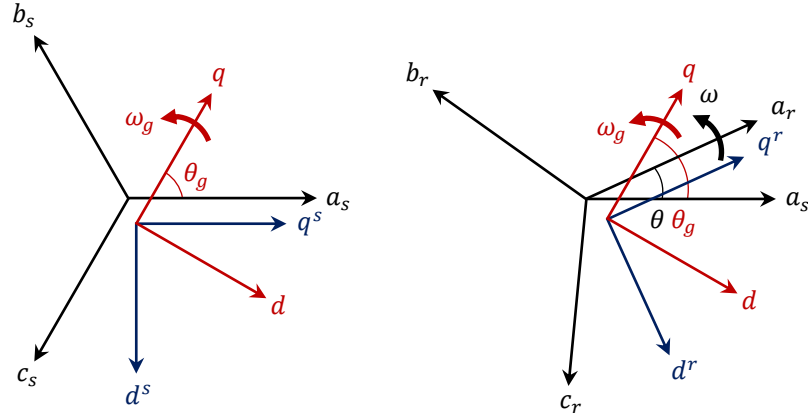


Figura 1.5-Diagrammi vettoriali delle trasformate di Clarke e Park

Le equazioni della macchina, scritte nel sistema di riferimento (d, q) solidale con il rotore, risultano le seguenti:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \quad (3)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \quad (4)$$

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + \varphi_e \quad (5)$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (6)$$

$$T = \frac{3}{2} p \varphi_e i_{sq} \quad (7)$$

dove ω è la velocità angolare del motore in radianti elettrici, p è il numero di coppie di poli, T è la coppia elettromagnetica, v_{sd} e v_{sq} sono le componenti d e q del vettore tensione di statore, i_{sd} e i_{sq} sono le componenti d e q del vettore corrente di statore, φ_{sd} e φ_{sq} le componenti d e q del vettore di flusso statorico, φ_e il flusso di eccitazione, L_s l'induttanza di statore e R_s la resistenza di statore.

1.3 Regolazione della velocità e regioni di funzionamento

Partendo dalle equazioni del modello matematico ai valori istantanei, scritte nei rispettivi riferimenti naturali di statore e rotore, considerando un funzionamento in regime stazionario si arriva alla formulazione della coppia elettromagnetica massima (coppia di pull-out) che dipende dal rapporto tra l'ampiezza (V_s) e la frequenza (ω_s) della tensione di alimentazione.

Come si vede dalla figura 1.6, fino a velocità pari a quella nominale, il rapporto V_s/ω_s può essere mantenuto costante e la caratteristica meccanica può essere traslata orizzontalmente, mantenendo costante la coppia di pull-out (zona a bassa velocità).

Per velocità superiori a quella nominale $\omega_{m,N}$ la tensione di statore V_s non può essere aumentata ulteriormente e il rapporto V_s/ω_s cala con l'inverso della velocità e così anche la coppia di pull-out (zona ad alta velocità o zona di deflussaggio).

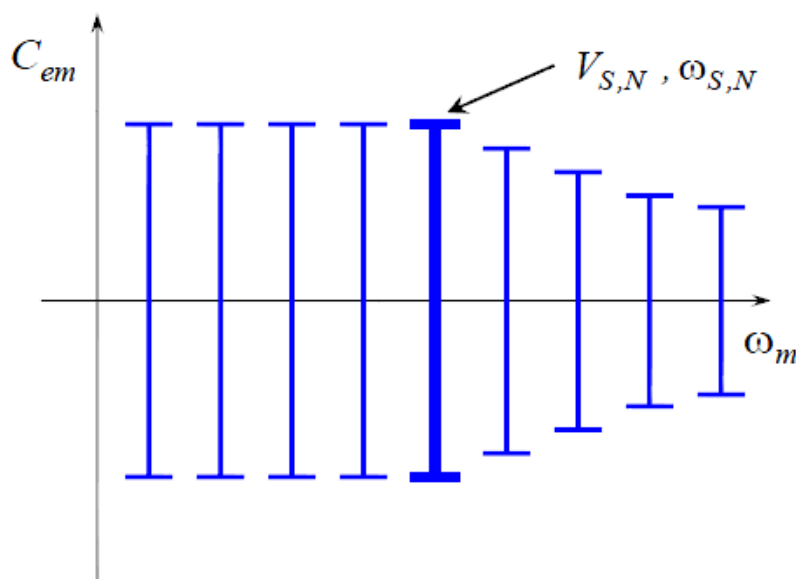


Figura 1.6-Caratterista meccanica

1.4 Equazioni della macchina multifase

Nel modello matematico ai valori istantanei che si è utilizzato sono stati introdotti e utilizzati i vettori di spazio.

Se consideriamo un insieme di tre grandezze indipendenti, omogenee e variabili nel tempo in modo del tutto generale ($x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$), cioè un sistema trifase, si definisce componente omopolare (detta anche componente di modo comune) la seguente variabile reale:

$$y_0 = \frac{2}{3} [x_1 + x_2 + x_3] \quad (8)$$

mentre si definisce vettore di spazio la seguente variabile complessa:

$$\bar{y} = \frac{2}{3} [x_1 + x_2 \bar{a} + x_3 \bar{a}^2] \quad (9)$$

Lo sfasamento tra gli assi magnetici delle tre fasi è definito dalla seguente variabile complessa:

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (10)$$

Nel caso della macchina brushless a sei fasi (due sistemi trifase sfasati di 30 gradi), l'equazione, in termini di vettori di spazio, riferita a statore, è la seguente:

$$\bar{v}_{Sh} = R_S \bar{i}_{Sh} + \frac{d\bar{\varphi}_{Sh}}{dt} \quad (11)$$

con $h=1,3,5$ si hanno tre equazioni separate:

$$\bar{v}_{S1} = R_S \bar{i}_{S1} + \frac{d\bar{\varphi}_{S1}}{dt} \quad (12)$$

$$\bar{v}_{S2} = R_S \bar{i}_{S2} + \frac{d\bar{\varphi}_{S2}}{dt} \quad (13)$$

$$\bar{v}_{S3} = R_S \bar{i}_{S3} + \frac{d\bar{\varphi}_{S3}}{dt} \quad (14)$$

Si hanno in questo modo tre equazioni e ogni equazione ha tre vettori di spazio che singolarmente hanno due componenti, quindi in totale per ogni spazio 6 gradi di libertà, necessari per la modellizzazione e il controllo di un sistema a sei fasi.

Se consideriamo un insieme di 6 grandezze generiche Y (Y_{A1} , Y_{B1} , Y_{A2} , Y_{B2} , Y_{A3} , Y_{B3}) indipendenti, omogenee e variabili nel tempo (in questo caso possono essere tensioni o correnti) si definisce un nuovo vettore di spazio:

$$\bar{y}_h = \frac{2}{6} \left[Y_{A1} \bar{a}^{0h} + Y_{B1} \bar{a}^{1h} + Y_{A2} \bar{a}^{4h} + Y_{B2} \bar{a}^{5h} + Y_{A3} \bar{a}^{8h} + Y_{B3} \bar{a}^{9h} \right] \quad (15)$$

Per tenere conto dello sfasamento tra le due terne (come si vede nella figura 1.7) si introduce la seguente variabile complessa:

$$\bar{a} = e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (16)$$

L'anti trasformata che permette di tornare alle grandezze di fase è la seguente:

$$Y = \bar{y}_1 * \bar{a}^{t*1} + \bar{y}_3 * \bar{a}^{t*3} + \bar{y}_5 * \bar{a}^{t*5} \quad (17)$$

dove per ogni valore della variabile t si ottiene una grandezza di fase Y secondo la tabella 1.1.

Tabella 1.1-Valori di t per ogni fase

t	Y
0	Y_{A1}
1	Y_{B1}
4	Y_{A2}
5	Y_{B2}
8	Y_{A3}
9	Y_{B3}

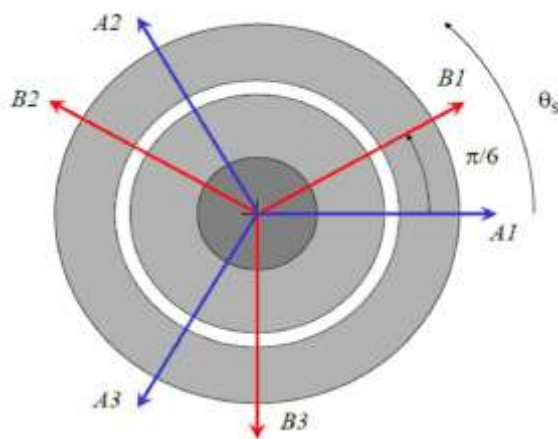


Figura 1.7-Rappresentazione delle due terne

Capitolo 2: Descrizione dell'azionamento Dual Inverter

In questo capitolo vengono descritte altre possibili configurazioni oltre all'azionamento preso in considerazione nel lavoro di tesi; inoltre vengono formulate le equazioni del modello matematico relative a questo azionamento Dual Inverter.

2.1 Diverse configurazioni dell'azionamento

Il termine Dual Inverter sta ad indicare una famiglia di azionamenti composti da una macchina a centro stella aperto, chiamata anche “open-windings machines” o “open-end-machines”, perché entrambe le estremità dell'avvolgimento statorico sono accessibili e alimentate da due inverter, uno principale di potenza e l'altro secondario che funge da filtro attivo e compensatore della potenza reattiva di macchina.

Di questo azionamento possono esistere diverse configurazioni in base al collegamento dei bus DC dei due inverter.

In figura 2.1, è mostrata la configurazione con un'unica alimentazione comune ad entrambi gli inverter, mentre in figura 2.2 i due bus DC sono separati e connessi a due alimentazioni diverse.

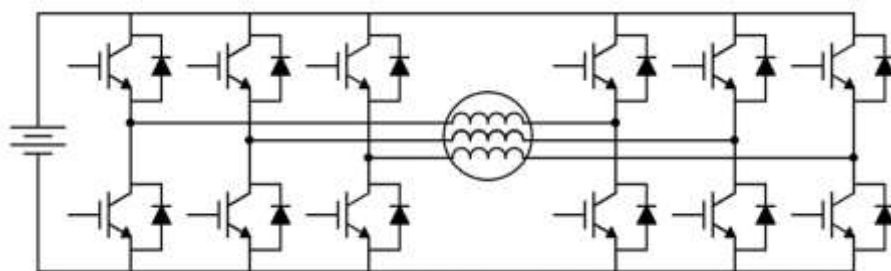


Figura 2.1-Schema Dual Inverter con alimentazione in comune

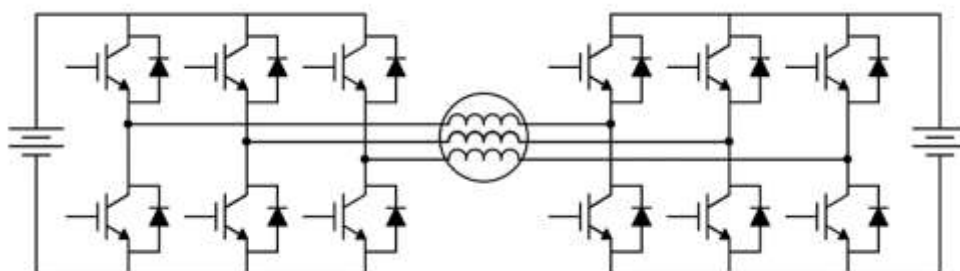


Figura 2.2-Schema Dual Inverter con alimentazioni separate

In figura 2.3 è rappresentata la configurazione presa in esame in questa tesi, dove il primo inverter è collegato ad una propria alimentazione che, in campo automotive, può essere un pacco batterie; il secondo inverter, invece, ha un bus DC completamente isolato dal primo e collegato ad un condensatore.

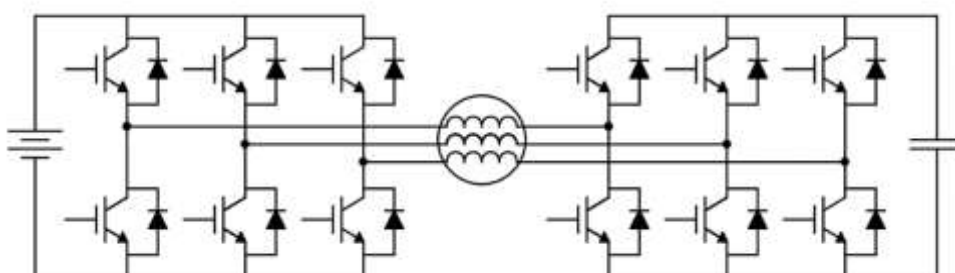


Figura 2.2-Schema Dual Inverter con alimentazione e condensatore

Questo azionamento ha notevoli vantaggi tra i quali: amplia la regione a coppia costante, ritardando il deflussaggio, amplia la regione a potenza costante con la conseguenza di ottenere una maggiore coppia alle alte velocità, il funzionamento dell'inverter principale è ottimizzato in quanto è possibile lavorare a fattore di potenza unitario a qualsiasi velocità. Questo miglior sfruttamento della potenza disponibile giustifica l'incremento del numero di componenti necessari, il peso, il costo e la maggiore complessità del sistema di controllo. Utilizzando un'opportuna strategia di controllo si può mantenere il secondo inverter sempre attivo in modo da far lavorare il primo inverter sempre a fattore di potenza unitario con conseguente riduzione della taglia dei suoi componenti oppure si può scegliere di disattivare il secondo inverter a basse velocità per eliminare le perdite ad esso associate aumentando così l'efficienza.

In figura 2.4 è rappresentata la struttura di un filtro attivo in cui l'inverter secondario ha il bus DC chiuso sul condensatore. Questa configurazione è in grado di compensare la potenza reattiva, le distorsioni armoniche e gli squilibri e per questo viene anche chiamata "Power Conditioning System" (PCS). Se si vuole mantenere la tensione sul condensatore costante è necessario che la potenza scambiata istantaneamente abbia valore medio nullo, cioè che la potenza attiva abbia valore nullo. Questo impone la condizione di ortogonalità tra i vettori di tensione e corrente del secondo inverter.

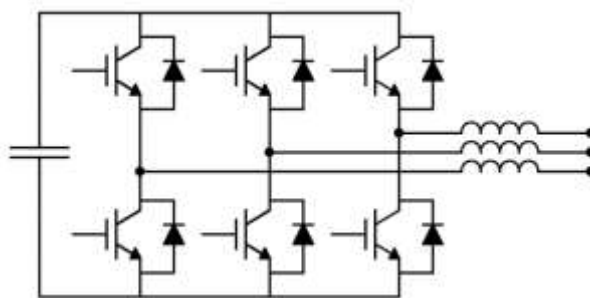


Figura 2.4-Struttura di un filtro attivo

2.2 Equazioni del modello matematico

In figura 2.5 è rappresentato lo schema dell'azionamento in cui sono evidenziati i versi convenzionalmente positivi delle principali grandezze elettriche. L'inverter A o inverter principale è quello collegato direttamente all'alimentazione e l'inverter B o inverter secondario è quello collegato al condensatore. Le tensioni e le correnti di macchina sono indicati rispettivamente con i simboli v_1, v_2, v_3 e i_1, i_2 e i_3 , mentre i sei morsetti della macchina sono indicati con la lettera p . La lettera s indica le funzioni di commutazioni dei vari rami dell'inverter, mentre 0 e 0' sono i terminali di riferimento per le tensioni di polo dei due inverter. Invece E_A e i_A sono la tensione e la corrente di bus DC dell'inverter A, mentre E_B e i_B quelle dell'inverter B.

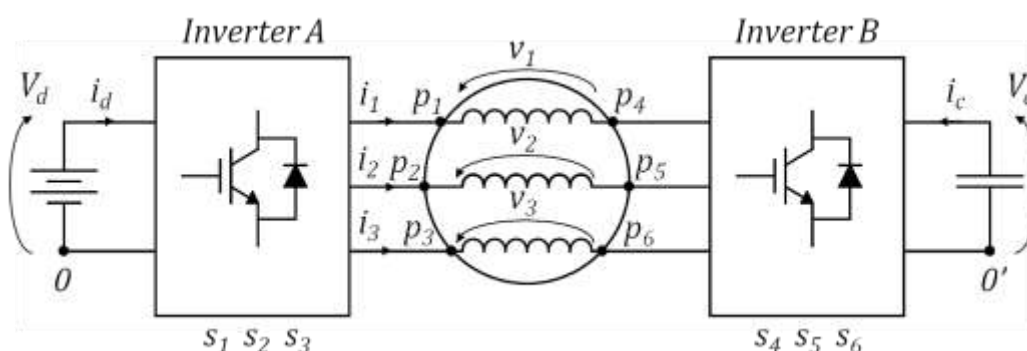


Figura 2.5-Schema azionamento Dual Inverter

Per la teoria degli inverter trifase, le tensioni di polo di un inverter possono essere espresse in funzione della tensione del proprio stadio in continua e delle funzioni di commutazione dei rami nel seguente modo:

$$v_{p1-0} = s_1 E_A \quad v_{p2-0} = s_2 E_A \quad v_{p3-0} = s_3 E_A \quad (18)$$

$$v_{p4-0'} = s_4 E_B \quad v_{p5-0'} = s_5 E_B \quad v_{p6-0'} = s_6 E_B$$

Applicando la legge di Kirchhoff delle tensioni alle maglie relative ai tre avvolgimenti di macchina si ottengono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} v_{p1-0} - v_1 - v_{p4-0'} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p2-0} - v_2 - v_{p5-0'} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p3-0} - v_3 - v_{p6-0'} + v_{0-0'} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

Sostituendo nelle (19) le (18) si arriva al seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} s_1 E_A - v_1 - s_4 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_2 E_A - v_2 - s_5 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_3 E_A - v_3 - s_6 E_B + v_{0-0'} = 0 \end{cases} \quad (20)$$

Si è calcolato poi la componente omopolare e il vettore di spazio relativi a questa terna di somme di tensioni. Essendo queste nulle, saranno uguali a zero la componente omopolare e il vettore di spazio ad esse associate.

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} [(s_1 + s_2 + s_3) E_A - (v_1 + v_2 + v_3) - (s_4 + s_5 + s_6) E_B \\ + 3v_{0-0'}] = 0 \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned}
& \frac{2}{3} [(s_1 + s_2 \bar{\alpha} + s_3 \bar{\alpha}^2) E_A - (v_1 + v_2 \bar{\alpha} + v_3 \bar{\alpha}^2) \\
& \quad - (s_4 + s_5 \bar{\alpha} + s_6 \bar{\alpha}^2) E_B \\
& \quad + (1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) v_{0-0'}] = 0
\end{aligned} \tag{22}$$

Avendo definito il numero complesso di modulo unitario e argomento pari a $2\pi/3$ nel seguente modo:

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \tag{23}$$

L'ultimo contributo presente nell'equazione (22) è nullo in quanto si tratta della somma di tre vettori uguali in modulo e sfasati fra loro di 120° e quindi vale la seguente relazione:

$$1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2 = 0 \tag{24}$$

Si può procedere poi in maniera simile con il calcolo della componente omopolare e del vettore di spazio delle funzioni di commutazione dei due inverter e delle tensioni di macchina.

$$s_{A0} = \frac{2}{3} (s_1 + s_2 + s_3) \tag{25}$$

$$\bar{s}_A = \frac{2}{3} (s_1 + s_2 \bar{\alpha} + s_3 \bar{\alpha}^2) \tag{26}$$

$$s_{Bo} = \frac{2}{3}(s_4 + s_5 + s_6) \quad (27)$$

$$\overline{s_B} = \frac{2}{3}(s_4 + s_5 \bar{\alpha} + s_6 \bar{\alpha}^2) \quad (28)$$

$$v_{so} = \frac{2}{3}(v_1 + v_2 + v_3) \quad (29)$$

$$\overline{v_s} = \frac{2}{3}(v_1 + v_2 \bar{\alpha} + v_3 \bar{\alpha}^2) \quad (30)$$

Essendo gli avvolgimenti della macchina elettricamente simmetrici la somma delle tensioni ad essi applicati è nulla:

$$v_1 + v_2 + v_3 = 0 \quad (31)$$

e quindi la v_{so} è nulla. Introducendo le relazioni (25) - (30) nelle espressioni (21) e (22) si ottiene:

$$s_{Ao}E_A - s_{Bo}E_B + 2v_{0-0'} = 0 \quad (32)$$

$$\overline{s_A}E_A - \overline{v_s} - \overline{s_B}E_B = 0 \quad (33)$$

Se si esprimono i vettori di spazio delle tensioni ai morsetti dei due inverter nel seguente modo:

$$\overline{v_A} = \overline{s_A} E_A \quad (34)$$

$$\overline{v_B} = \overline{s_B} E_B \quad (35)$$

si può riscrivere la relazione (33) ottenendo la prima equazione fondamentale del modello del sistema:

$$\overline{v_s} = \overline{v_A} - \overline{v_B} \quad (36)$$

La corrente dello stadio in continua di un inverter trifase può essere espressa in funzione delle correnti di carico e delle funzioni di commutazione dei rami:

$$i_A = i_1 s_1 + i_2 s_2 + i_3 s_3 \quad (37)$$

$$i_B = -i_4 s_4 - i_5 s_5 - i_6 s_6 \quad (38)$$

essendo dalla configurazione del sistema:

$$\begin{cases} i_1 = -i_4 \\ i_2 = -i_5 \\ i_3 = -i_6 \end{cases} \quad (39)$$

Se si definisce la componente omopolare e il vettore di spazio della corrente di macchina nel seguente modo:

$$i_{so} = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 + i_3) \quad (40)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 \bar{\alpha} + i_3 \bar{\alpha}^2) \quad (41)$$

Per la legge di Kirchhoff ai nodi la somma delle tre correnti di macchina è zero e quindi la componente omopolare è nulla. Quindi le relazioni (37) e (38) possono essere scritte nel seguente modo:

$$i_A = \frac{3}{2} \bar{s}_A \cdot \bar{i}_s \quad (42)$$

$$i_B = -\frac{3}{2} \bar{s}_B \cdot \bar{i}_s \quad (43)$$

La potenza scambiata istantaneamente tra il condensatore e il sistema è:

$$p_B = E_B i_B = E_B \left(-\frac{3}{2} \bar{s}_B \cdot \bar{i}_s \right) = -\frac{3}{2} \bar{v}_B \cdot \bar{i}_s \quad (44)$$

Per mantenere costante la tensione sul bus DC dell'inverter secondario è necessario che la potenza istantaneamente scambiata dall'inverter sia nulla:

$$p_B = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C E_B^2 \right) = -\frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} \quad (45)$$

Quindi se le perdite dell'inverter sono trascurabili, la variazione dell'energia magnetica accumulata nel condensatore è uguale alla potenza scambiata istantaneamente dall'inverter B:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C E_B^2 \right) = \frac{3}{2} \overline{i_s} \cdot \overline{v_B} \quad (46)$$

dove E_B è la tensione sul bus DC dell'inverter B.

Mantenere costante la tensione E_B è fondamentale per il funzionamento dell'inverter B come filtro attivo. A basse velocità di funzionamento della macchina, dove questa funzione di filtro non è indispensabile e l'inverter non deve fornire una tensione troppo elevata, si potrebbe variare E_B per contenere le perdite di commutazione.

Ponendo che la potenza istantaneamente scambiata p_B sia nulla si ottiene la seconda equazione fondamentale del modello del sistema:

$$\overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = 0 \quad (47)$$

La (47) impone una condizione di ortogonalità tra i vettori di spazio della tensione dell'inverter B e della corrente statorica di macchina.

Nella figura 2.6 è raffigurato uno schema semplificato dei vettori di spazio del sistema.

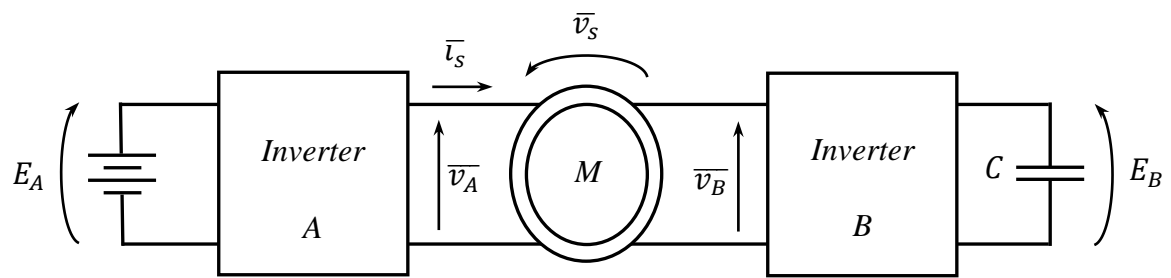


Figura 2.6-Schema azionamento con l'utilizzo dei vettori di spazio

Nella figura 2.7 è raffigurato lo schema dell'azionamento preso in considerazione in questa tesi, in cui la macchina elettrica è un motore brushless a sei fasi che viene alimentato da quattro inverter trifase.

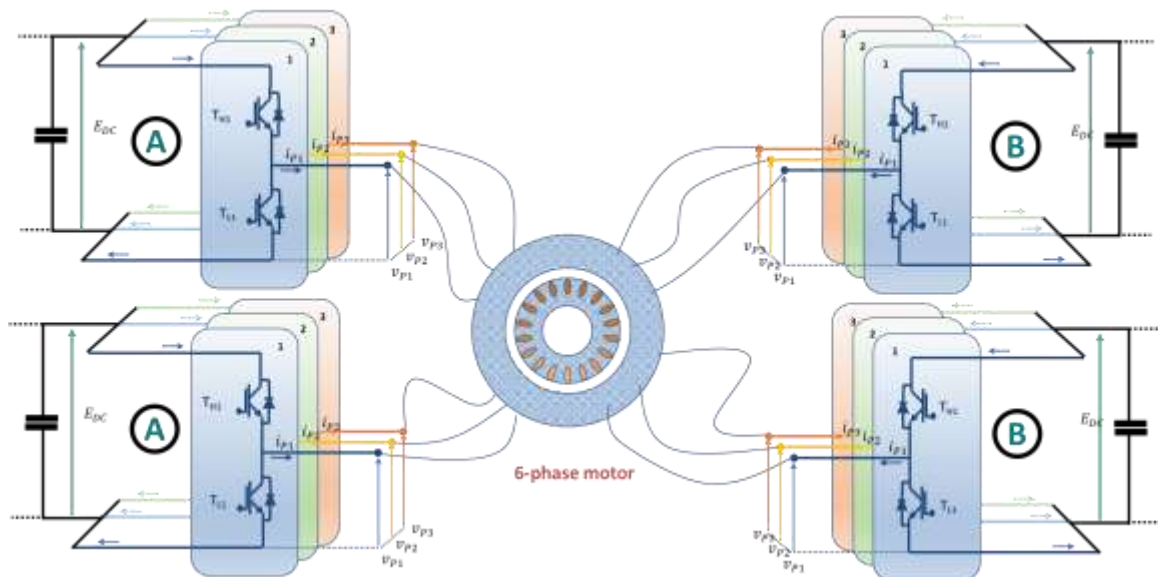


Figura 2.7-Schema azionamento preso in esame

Capitolo 3: Analisi della prestazione limite

In questo capitolo viene descritta la configurazione di un inverter trifase e le varie tensioni d'uscita che è in grado di fornire. Vengono poi presi in considerazione i limiti di corrente e tensione della macchina e dei due inverter presenti in questo azionamento Dual Inverter. Successivamente viene presa in esame la condizione di ottimo funzionamento. Infine, vengono rappresentate le curve dei limiti di corrente e tensione e le regioni di funzionamento al variare della velocità e analizzati i vantaggi di questo azionamento rispetto a uno a singolo inverter.

3.1 Limite in corrente e in tensione

Per controllare la velocità della macchina è necessario poter alimentare gli avvolgimenti di statore con un sistema di tensioni trifase regolabili in ampiezza e frequenza; per fare questo è necessario un'opportuna struttura di conversione. Se è disponibile una linea di alimentazione in alternata (monofase o trifase) è necessario utilizzare un raddrizzatore ed in cascata un inverter trifase. Se, invece, si ha la disponibilità di una sorgente di alimentazione in continua, come in questo caso (rappresentato dal pacco batterie), è sufficiente utilizzare un inverter trifase. Nella figura 3.1 è rappresentato il simbolo di un inverter trifase, cioè un convertitore statico che

trasforma energia elettrica di tipo continuo in energia elettrica di tipo alternato trifase. Caratteristica importante degli inverter è la presenza di armoniche di disturbo della tensione d'uscita a frequenza elevata. Tali armoniche di disturbo sono pertanto filtrate efficientemente dalle induttanze dei carichi alimentati e producono correnti di carico poco distorte. Nella figura 3.2 è rappresentato la configurazione di un inverter trifase, il quale è costituito da tre rami di chopper a due quadranti (costituiti da componenti elettronici chiamati IGBT) collegati come mostrato in figura 3.2.

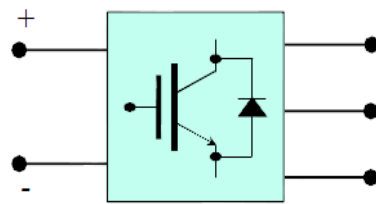


Figura 3.1-Schema semplificato inverter trifase

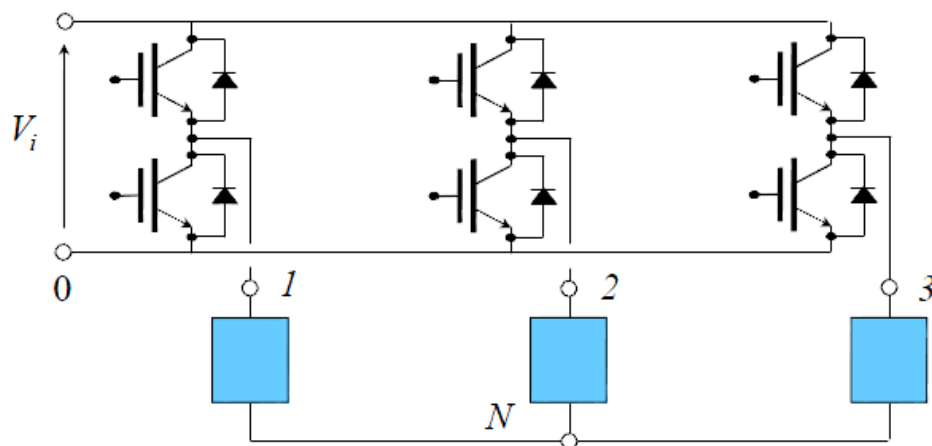


Figura 3.2-Schema inverter trifase

Per ogni ramo sono possibili solo due configurazioni degli interruttori (conduzione parte superiore o conduzione parte inferiore). Poiché i rami sono tre, per l'intero inverter esistono $2^3=8$ possibili configurazioni degli interruttori che danno origine a 8 vettori di spazio della tensione d'uscita come rappresentato nella figura 3.3. Utilizzando in modo opportuno, in un breve intervallo di tempo (ciclo), diverse configurazioni, è possibile fornire al carico una tensione media uguale a quella desiderata. Quindi l'inverter che alimenta la macchina è in grado di fornire una tensione d'uscita che è limitata: il vettore della tensione di statore (nel riferimento di statore) può essere applicato solo se appartiene alla zona esagonale evidenziata nella figura 3.4. Nell'ipotesi di funzionamento in regime simmetrico sinusoidale, la zona di ammissibilità del vettore tensione di statore (nel riferimento di statore) diviene il cerchio inscritto nell'esagono come si vede sempre in figura 3.4, la quale si riferisce all'inverter A, ma le stesse considerazioni valgono anche per l'inverter B.

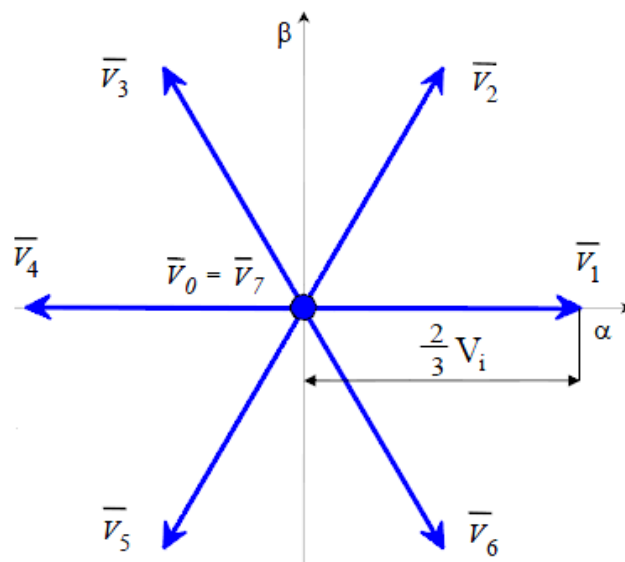


Figura 3.3-Vettori di spazio della tensione in uscita dall'inverter

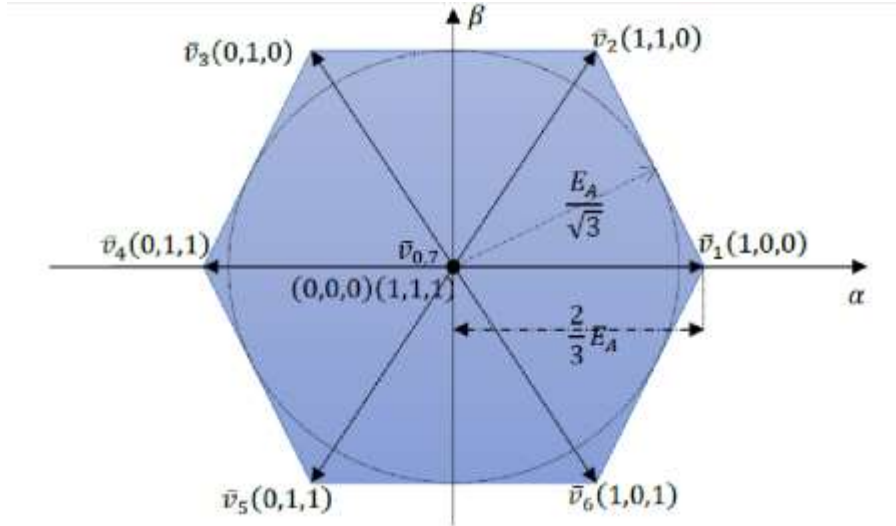


Figura 3.4-Zona in cui può trovarsi il vettore di spazio della tensione di statore

Quindi le relazioni relative alle tensioni che devono essere soddisfatte per entrambi gli inverter sono le seguenti:

$$|\overline{v_A}| \leq V_{A,max} \quad (48)$$

$$|\overline{v_B}| \leq V_{B,max} \quad (49)$$

dove le tensioni massime ammissibili dei due inverter dipendono dalla strategia di modulazione scelta.

Nel caso in cui i due inverter lavorino in regime lineare (regime simmetrico sinusoidale) le tensioni massime ammissibili sono pari al valore dei raggi dei cerchi inscritti ai due esagoni e gli inverter sono in grado di generare una terna di tensioni simmetriche sinusoidali:

$$V_{A,max} = \frac{E_A}{\sqrt{3}} \quad (50)$$

$$V_{B,max} = \frac{E_B}{\sqrt{3}} \quad (51)$$

Può essere anche preso in considerazione anche il comportamento del sistema in presenza di una sovramodulazione dell'inverter principale (i vettori di spazio di riferimento ammissibili dall'inverter A sono compresi nell'esagono della figura 3.4, i cui vertici rappresentano le sei configurazioni attive dell'inverter), con conseguente aumento del limite di tensione ai capi degli avvolgimenti di macchina e creazione di armoniche indesiderate di tensione che generano delle armoniche di corrente nella macchina che a loro volta sono causa di un andamento oscillante della coppia generata (la presenza dell'inverter B permette, con un'opportuna logica di controllo, di abbattere le componenti armoniche indesiderate); l'inverter secondario, invece, è limitato al funzionamento in regime lineare (i vettori di spazio di riferimento ammissibili sono compresi nel cerchio inscritto nell'esagono della figura 3.4, però riferita all'inverter B). Questi due inverter non solo sono limitati in tensione ma anche in corrente in accordo con le caratteristiche elettriche dei componenti di elettronica di potenza di cui sono costituiti. Per quanto riguarda la macchina, i vincoli elettrici sono rappresentati dalla tensione di isolamento degli avvolgimenti e dalla massima corrente ammissibile nel rispetto del limite termico del motore e del dimensionamento dell'inverter.

Si effettuano ora alcune ipotesi: per quanto riguarda il limite di tensione dell'azionamento, se il vincolo più stringente fosse quello relativo agli avvolgimenti di macchina vorrebbe dire che essa non è dimensionata opportunamente per l'utilizzo di un sistema Dual Inverter, in quanto, ad esempio, l'inverter principale non lavorerebbe mai in sovramodulazione e non sarebbero ottenibili i vantaggi di questo azionamento descritti prima, come

l'ampliamento dell'intervallo di velocità a coppia costante. Per questo motivo si considera soddisfatto il limite di tensione della macchina e si considerano i limiti relativi ai due inverter più stringenti. Per quanto riguarda il limite di corrente dell'azionamento si considera quello relativo alla macchina (il limite di corrente che può percorrere gli avvolgimenti di statore) perché inferiore rispetto a quello dei due inverter. Poiché in regime simmetrico sinusoidale l'ampiezza delle correnti corrisponde al raggio del cerchio su cui si muove il vettore di spazio, il limite di corrente della macchina si può rappresentare proprio come un cerchio con centro nell'origine del piano i_{sd} - i_{sq} e raggio I_{MAX} ($i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{MAX}^2$) come si vede nella figura 3.5.

Per quanto riguarda le tensioni sui bus DC dei due inverter, E_A è fissata dal sistema di alimentazione, mentre E_B è un grado di libertà del progetto. Per esempio, si può porre $E_B = 2E_A$ in modo da sfruttare la possibilità di incremento di tensione che l'inverter secondario può fornire. Nella figura 3.6 sono rappresentati i vettori di tensione generabili dagli inverter A e B e dal sistema completo Dual Inverter nel caso in cui $E_B=2E_A$.

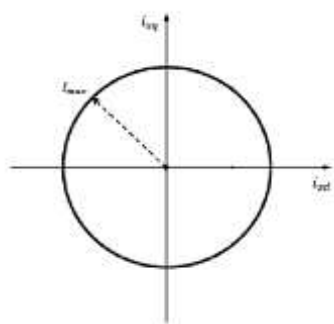


Figura 3.5-Limite di corrente

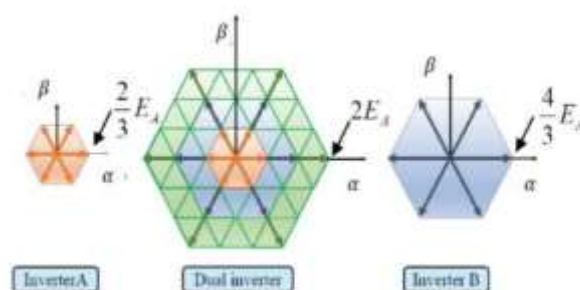


Figura 3.6-Vettori di tensione del sistema Dual Inverter

3.2 Condizione di ottimo funzionamento

Partendo dalla (47), cioè dalla seconda equazione fondamentale del modello matematico del sistema che impone la condizione di ortogonalità tra il vettore di spazio della tensione dell'inverter B e quello della corrente statorica di macchina, se si scrive il vettore di spazio della tensione dell'inverter B come somma di due componenti, una parallela e una ortogonale al vettore di spazio della corrente statorica di macchina si ha:

$$\overline{v_B} = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|} \quad (52)$$

Tenendo conto della (47) si ha che:

$$v_B^p = 0 \quad (53)$$

Quindi la (52) diventa:

$$\overline{v_B} = jv_B^q \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|} \quad (54)$$

Se si sostituisce la (52) nella (46) si ottiene:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C E_B^2 \right) = \frac{3}{2} |\bar{i}_S| v_B^p \quad (55)$$

La relazione (55) mostra come solo la componente del vettore di spazio della tensione dell'inverter B parallela alla corrente statorica può modificare l'energia immagazzinata nel condensatore e quindi la E_B . Quindi v_B^p è zero in regime stazionario, mentre la componente ortogonale v_B^q è un grado di libertà che può essere usato per controllare la potenza reattiva dell'azionamento.

La potenza reattiva Q_A dell'inverter A può essere scritta nel seguente modo:

$$Q_A = \frac{3}{2} \bar{v}_A \cdot \bar{j} \bar{i}_S = Q_S + Q_B \quad (56)$$

dove Q_S e Q_B sono le potenze reattive della macchina e dell'inverter B.

L'equazione (56) mostra che è possibile annullare la potenza reattiva dell'inverter A (questo equivale a imporre che i vettori di spazio della corrente di macchina e della tensione ai morsetti dell'inverter principale siano in fase) attraverso la potenza reattiva dell'inverter B e quindi massimizzare il trasferimento di potenza attiva (massimizzando così la coppia) tenendo presente il limite in corrente e in tensione dell'azionamento. Questa è la condizione di funzionamento ottimo dell'azionamento, cioè quella condizione di funzionamento che massimizza la coppia prodotta in tutto il range di velocità. Questo porta ad un aumento della potenza meccanica della macchina ed a un'estensione dell'intervallo di velocità a potenza costante.

Combinando le equazioni (3), (4) e (56), in regime stazionario e trascurando le cadute di tensione sulle resistenze statoriche (funzionamento ad alta velocità), Q_A può essere espressa come segue:

$$Q_A \cong \frac{3}{2} (j\omega \overline{\varphi_S}) \cdot j\overline{i_S} + \frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot j\overline{i_S} \quad (57)$$

dove il primo termine rappresenta la potenza reattiva scambiata con il motore e il secondo termine la potenza reattiva scambiata con l'inverter secondario.

Eguagliando la (57) a zero e considerando la (52) si ottiene la seguente espressione:

$$v_B^q = - \frac{\omega \overline{\varphi_S} \cdot \overline{i_S}}{|\overline{i_S}|} \quad (58)$$

Questo è il valore di v_B^q ottimale per avere la condizione di ottimo funzionamento che permette il miglioramento delle prestazioni dell'azionamento per due motivi:

- l'inverter principale può lavorare con fattore di potenza unitario a qualsiasi velocità;
- la coppia elettromagnetica aumenta alle alte velocità.

Il primo punto implica che l'inverter principale non deve farsi carico della potenza reattiva che, nel sistema Dual Inverter, viene fornita interamente dall'inverter secondario. È quindi possibile scegliere un inverter principale di taglia ridotta rispetto a quello necessario con azionamento a singolo inverter. Questo si traduce nella riduzione del peso e del costo complessivo dell'azionamento.

Combinando le equazioni (52), (55) e (58) si trova un'espressione del vettore di spazio della tensione dell'inverter B in funzione della velocità ω del rotore e del regime del motore:

$$\overline{v_B} = \left(\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{3} C E_B^2 \right) - j \frac{\omega \overline{\varphi_S} \cdot \overline{i_S}}{|\overline{i_S}|} \right) \frac{\overline{i_S}}{|\overline{i_S}|} \quad (59)$$

L'equazione (59), la quale è valida solo se la (49) è soddisfatta, mostra che il vettore di spazio della tensione dell'inverter B è ortogonale a quello della corrente statorica di macchina in regime stazionario. Nelle condizioni di regime stazionario, se la velocità ω del rotore è tale che v_B^q , dato dalla (58), viola la (49), la nuova espressione diventa:

$$\overline{v_B} = j(\operatorname{sgn} \omega) V_{B,max} \frac{\overline{i_S}}{|\overline{i_S}|} \quad (60)$$

Nella figura 3.7 è rappresentato il diagramma vettoriale dell'azionamento nel caso generale, mentre nella figura 3.8 quello nel caso di condizione di ottimo funzionamento dell'azionamento.

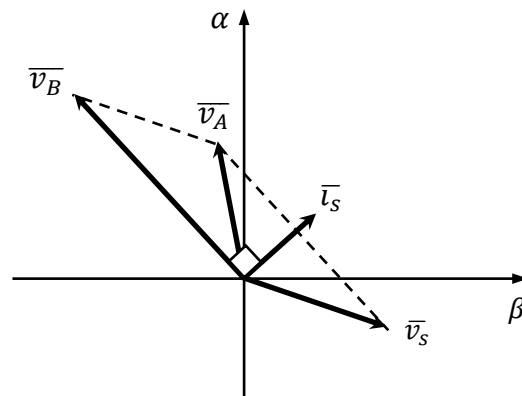


Figura 3.7-Diagramma vettoriale azionamento

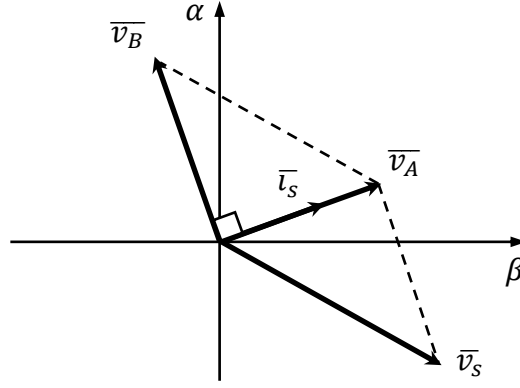


Figura 3.8-Diagramma vettoriale azionamento condizione funzionamento ottimo

La relazione (49) per l'inverter B, combinata con la (59), può essere riscritta in regime stazionario in funzione delle componenti i_{sd} e i_{sq} del vettore di spazio della corrente statorica, tenendo in considerazione le equazioni (5) e (6):

$$\left| L_S |\bar{i}_S| + \varphi_e \frac{i_{sd}}{|\bar{i}_S|} \right| \leq \frac{V_{B,max}}{|\omega|} \quad (61)$$

In modo simile, nelle condizioni di regime stazionario, se la caduta di tensione sulla resistenza statorica è trascurabile, l'equazione (48), combinata con le equazioni (3) - (6), (36) e (59) diventa la seguente disuguaglianza per l'inverter A:

$$\varphi_e \left| \frac{i_{sq}}{\bar{i}_S} \right| \leq \frac{V_{A,max}}{|\omega|} \quad (62)$$

Le disuguaglianze (61) e (62) sono valide solo se vale la (59). Se invece vale la (60), la (62) diventa la seguente espressione:

$$\left| \left(L_S + \frac{V_{B,max}}{|\omega| |i_S|} \right) \overline{i_S} + \varphi_e \right| \leq \frac{V_{A,max}}{|\omega|} \quad (63)$$

La regione ammissibile del vettore di spazio della corrente statorica di macchina, tenuto conto dei limiti di tensione dei due inverter e del limite di corrente della macchina, può essere rappresentata in un piano complesso, dove gli assi orizzontali e verticali sono rispettivamente i_{sd} e i_{sq} , come mostrato nella figura 3.9. Il vettore corrente ammissibile è quindi limitato al cerchio con raggio costante I_{MAX} . Le curve provenienti dai limiti di tensione (61) e (62), le quali tendono a cambiare se ω aumenta e dipendono dai valori dei parametri del sistema, indentificano il vettore corrente che può essere iniettato nella macchina ad una data velocità. Queste curve sono molto diverse da un azionamento con macchina brushless alimentato con singolo inverter e hanno una regione di funzionamento ammissibile, evidenziata in blu, anche alle alte velocità. Ad una data velocità, la massima coppia è generata quando il vettore di spazio della corrente statorica ha il più alto valore di i_{sq} nella regione ammissibile. Quando la velocità non è eccessiva, questa regione di ammissibilità, ottenuta dall'intersezione delle aree delimitate dalle tre curve, è un settore circolare, come mostrato nella figura 3.9 (a) e (b). Comunque, alle alte velocità, è presente un'altra regione, come mostrato nella figura 3.9 (c), (d) e (e), nella quale il fattore di potenza non è unitario; questo permette di estendere maggiormente il range di velocità. Questa regione in cui il fattore di potenza non è unitario aumenta all'aumentare della velocità mentre l'altra regione in cui il fattore di potenza è unitario diminuisce; dalla figura 3.9 (d) si può notare come a partire da questa velocità bassi valori di coppia non possono essere generati con fattore di potenza unitario, mentre dalla figura 3.9 (e) si nota che a partire da questa velocità non si ha più nessuna regione di funzionamento in cui il fattore di potenza risulti unitario; dalla figura 3.9 (f) si

può notare che quando si raggiunge la velocità massima la coppia e quindi la potenza sono nulle; in questa condizione entrambi gli inverter producono solamente potenza reattiva.

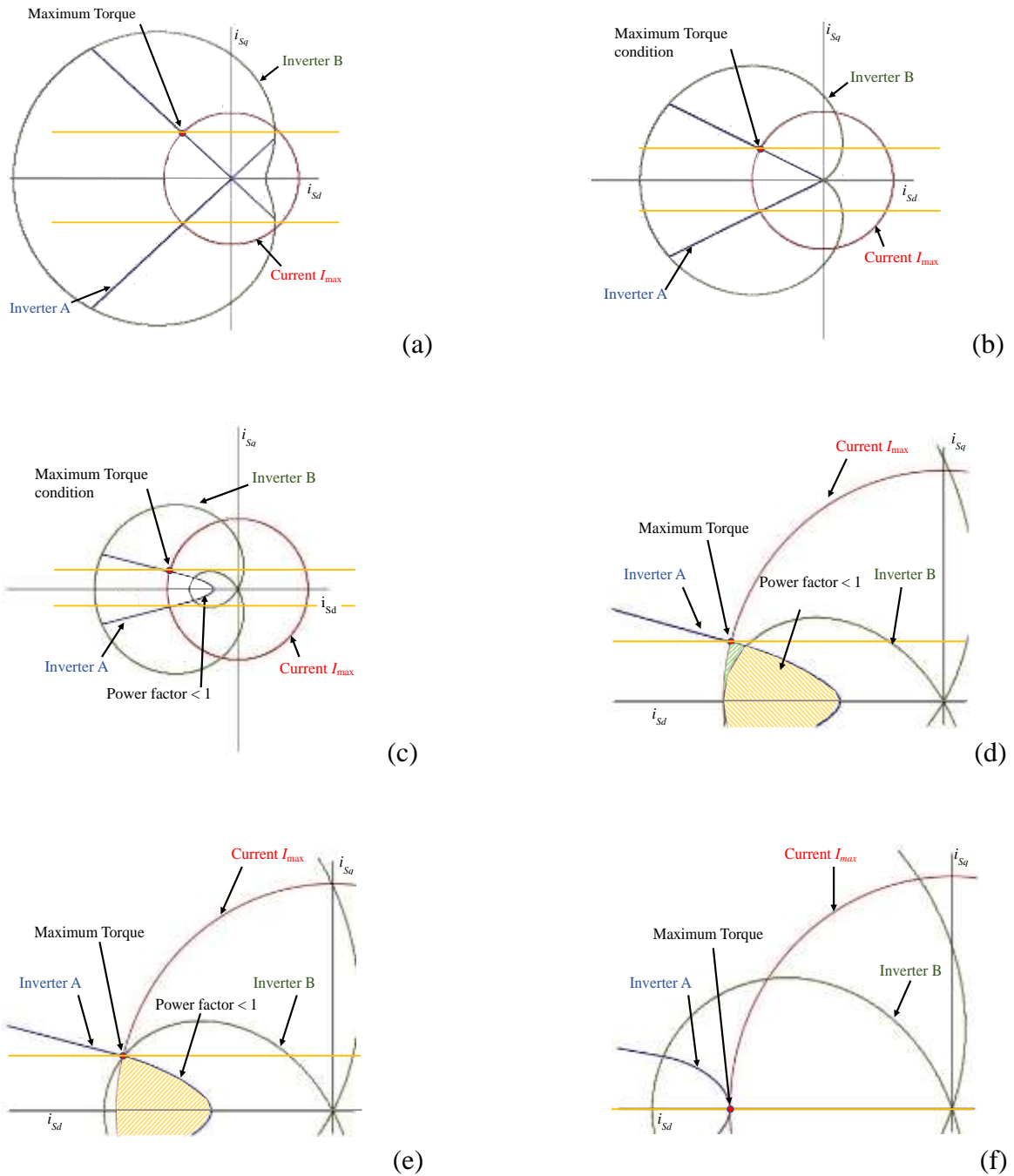


Figura 3.9-Regione ammissibile del vettore corrente statorica al variare di ω

La velocità base ω_{base} (velocità che corrisponde alla fine della regione a coppia costante e inizio della zona del deflussaggio) del sistema Dual Inverter può essere calcolata dalla (62), ponendo i_{sq} uguale a I_{MAX} e i_{sd} zero:

$$\omega_{base} = \frac{V_{A,max}}{\varphi_e} \quad (64)$$

Facendo un confronto, la velocità base ω'_{base} di un azionamento con macchina brushless alimentata con singolo inverter può essere trovata facendo l'ipotesi che la potenza elettrica in ingresso sia totalmente convertita in potenza meccanica:

$$\omega'_{base} T = \frac{3}{2} V_{A,max} I_{A,max} \cos \phi_{base} \quad (65)$$

dove ϕ_{base} è l'angolo di fase tra il vettore di spazio della tensione dell'inverter A e quello della corrente statorica di macchina.

Combinando le equazioni (7), (64) e (65), ponendo i_{sq} uguale a I_{MAX} , si trova la seguente espressione:

$$\omega'_{base} = \omega_{base} \cos \phi_{base} \quad (66)$$

la quale mostra che la velocità base di un azionamento a singolo inverter è più bassa di quella di uno a Dual Inverter e proporzionale al fattore di potenza.

Nell'azionamento Dual Inverter, la massima velocità raggiungibile dalla macchina nella regione di deflussaggio è quando i_{sq} è zero (condizione di assenza di carico) e i_{sd} è uguale a $-I_{MAX}$ (condizione di massimo deflussaggio). Partendo dalla (61), con questi nuovi valori, si arriva ad una nuova espressione:

$$\omega_{max,I} = \frac{V_{B,max}}{\varphi_e - L_S I_{max}} \quad (67)$$

la quale rappresenta la massima velocità raggiungibile da questo azionamento quando l'inverter A lavora con fattore di potenza unitario.

Combinando le equazioni (3) - (6), (48) e trascurando la caduta di tensione sulla resistenza statorica, è possibile calcolare la massima velocità che può essere raggiunta nella regione di deflussaggio dalla stessa macchina alimentata con un solo inverter. Ponendo i_{sq} zero e i_{sd} uguale a $-I_{MAX}$ si trova il seguente risultato:

$$\omega'_{max} = \frac{V_{A,max}}{\varphi_e - L_S I_{max}} \quad (68)$$

Di conseguenza, il sistema Dual Inverter estende il range di velocità della macchina di un fattore $V_{B,max} / V_{A,max}$, che è uguale al rapporto tra le tensioni sui bus DC dell'inverter B e dell'inverter A.

Inoltre, è possibile aumentare la massima velocità dell'azionamento oltre $\omega_{max,I}$ abbandonando la condizione di fattore di potenza unitario. Quando i_{sq} è zero e i_{sd} è uguale a $-I_{MAX}$, la massima velocità diviene:

$$\omega_{max,II} = \frac{V_{A,max} + V_{B,max}}{\varphi_e - L_S I_{max}} \quad (69)$$

Quindi il rapporto tra le velocità diviene:

$$\frac{\omega_{max,II}}{\omega'_{max}} = \frac{V_{B,max}}{V_{A,max}} + 1 \quad (70)$$

Se la tensione sul bus DC dell'inverter B è due volte quella dell'inverter A, il range di velocità del sistema Dual Inverter è tre volte più ampio di quello di un azionamento con singolo inverter.

Capitolo 4: Tecnica di controllo dell'azionamento

In questo capitolo viene descritto lo schema di controllo completo di questo azionamento Dual Inverter e analizzati nel dettaglio tutti i componenti di quest'ultimo.

4.1 Sistema di controllo completo

Lo schema di controllo completo di questo azionamento, mostrato nella figura 4.1, può essere diviso in due parti. La prima parte riguarda il controllo dell'inverter A, la quale è connessa all'alimentazione elettrica. Essa include il controllo in catena chiusa della velocità, del flusso e delle correnti statoriche. Lo scopo della seconda parte è quello di controllare la tensione sul bus DC del condensatore e di compensare la potenza reattiva della macchina.

I regolatori PI (a) e (b) controllano le componenti d-q del vettore di spazio della corrente statorica di macchina. All'uscita da questi regolatori vengono aggiunti dei segnali che servono a compensare la forza elettromotrice della macchina e la tensione generata dall'inverter B. Per ridurre l'effetto di un cambiamento dei parametri di macchina, un controllo in catena chiusa della strategia di indebolimento del flusso è usato per regolare il flusso statorico. Il regolatore PI (c) definisce il valore di riferimento della corrente i_{sd} confrontando la tensione richiesta dall'inverter A con $V_{A,max}$. Se questa

richiesta supera quella ammissibile, il sistema di controllo riduce $i_{sd,ref}$, diminuendo così il flusso statorico. Infine il regolatore PI (d) sceglie il valore di riferimento $i_{sq,ref}$ sulla base dell'errore di velocità. Quest'ultimo è legato al valore $\sqrt{(I_{MAX}^2 - i_{sd,ref}^2)}$ con lo scopo di soddisfare il limite di corrente in ogni condizione operativa.

Il regolatore PI (e) mantiene la tensione sul bus DC E_B pari alla tensione di riferimento $E_{B,ref}$. Il regolatore PI (f) assicura che l'inverter A lavori con un fattore di potenza unitario, azzerando la sua potenza reattiva Q_A . In uscita da questo regolatore viene aggiunto il segnale v_B^q dato dalla (58), per migliorare la dinamica del sistema. Entrambi i regolatori PI (e) e (f) sono implementati in un sistema di riferimento allineato con il vettore di spazio della corrente statorica di macchina.

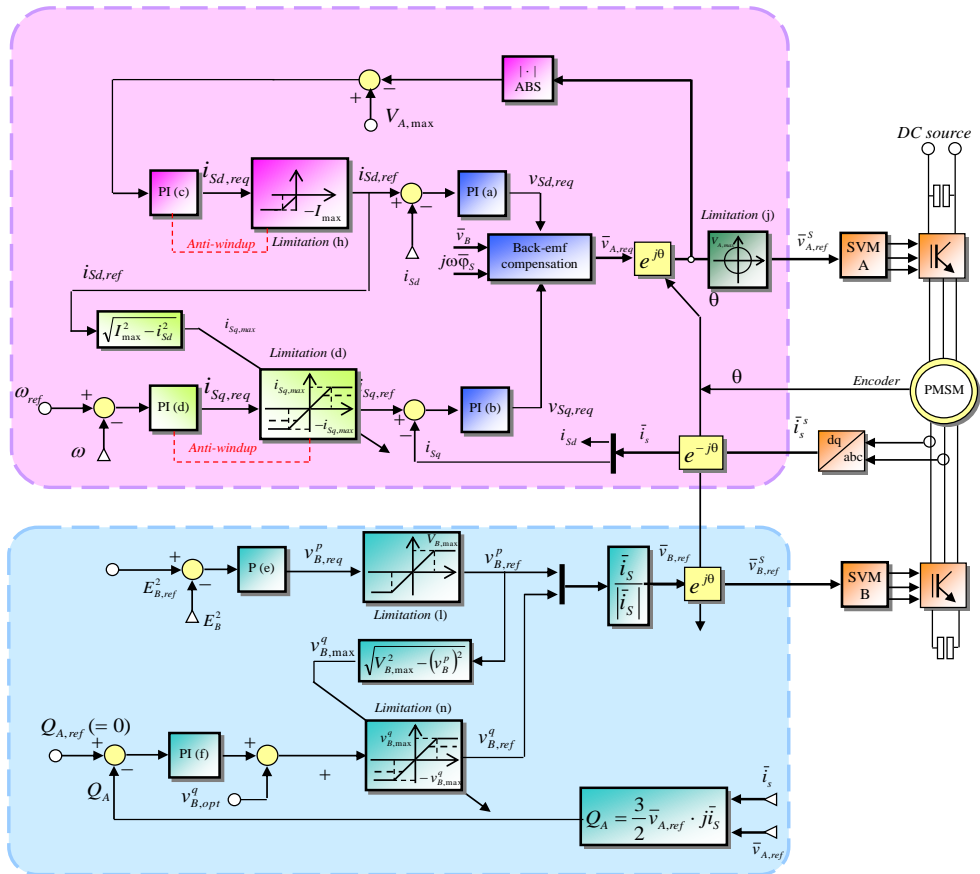


Figura 4.1-Schema di controllo dell'azionamento

Capitolo 5: Modello di simulazione in Simulink

In questo capitolo vengono descritti nel dettaglio i blocchi di Simulink che sono stati utilizzati; in particolare viene preso in considerazione il modello relativo allo schema di controllo della velocità, quello del sistema Dual Inverter, quello della macchina brushless e quello del carico meccanico; infine vengono analizzati i grafici relativi alle simulazioni fatte. Nella figura 5.1 è rappresentato il modello in Simulink dell'intero azionamento.

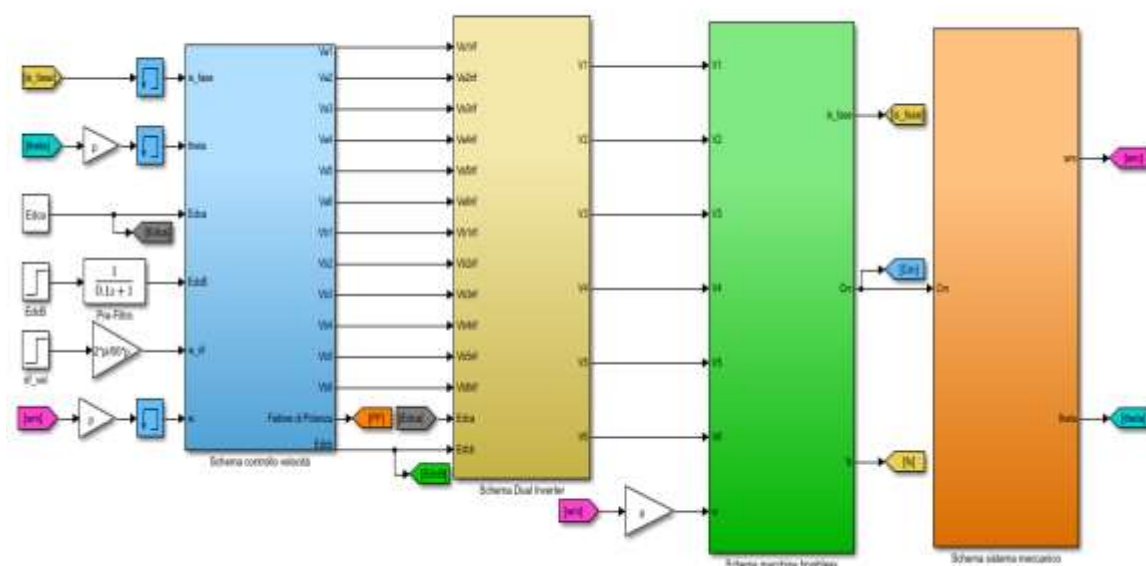


Figura 5.1-Schema in Simulink dell'azionamento

5.1 Modello dello schema di controllo della velocità

Il primo blocco del modello in Simulink (figura 5.1) rappresenta lo schema di controllo della velocità che acquisisce in ingresso: il vettore (a sei elementi perché la macchina ha sei fasi) delle correnti statoriche di fase (is_fase), la posizione angolare del rotore ($theta$) convertita in radianti elettrici, la tensione di alimentazione dell'inverter A ($Edca$), $EdcB$, cioè l'andamento a gradino da seguire della tensione dell'inverter B (per rappresentare un andamento più vicino alla realtà si è inserito un pre-filtro in modo che sia più "dolce" e non brusco come può essere un gradino), l'andamento a gradino della velocità che l'azionamento deve seguire (rif_vel) convertita in radianti elettrici e la velocità (wm) dell'azionamento convertita in radianti elettrici. In uscita dallo schema di controllo della velocità si hanno i valori di fase delle tensioni di riferimento per il sistema Dual Inverter, il fattore di potenza dell'azionamento e la tensione di riferimento dell'inverter B.

All'interno di questo blocco che controlla la velocità sono implementate diverse funzioni, come ad esempio quella rappresentata nella figura 5.2, in cui il vettore delle correnti statoriche di fase viene convertito attraverso la trasformata di Clarke in uno nel riferimento statorico. Questa trasformazione è implementata nel blocco di Simulink attraverso la funzione in Matlab rappresentata nella figura 5.3, in cui è presente il vettore di spazio introdotto nel paragrafo 1.4. Queste correnti nei riferimenti statorici relative agli spazi 1, 3 e 5 entrano, insieme alle corrispettive velocità, in dei blocchi di Simulink ($T1$, $T3$ e $T5$), in cui è implementata la trasformata di Park, per ottenere le tre correnti relative agli spazi 1, 3 e 5 nei riferimenti rotorici. Questa trasformata

di Park, per esempio quella di spazio 1 (analoga a quella degli altri due spazi), è presente nella figura 5.4 ed è quella spiegata nel paragrafo 1.2.

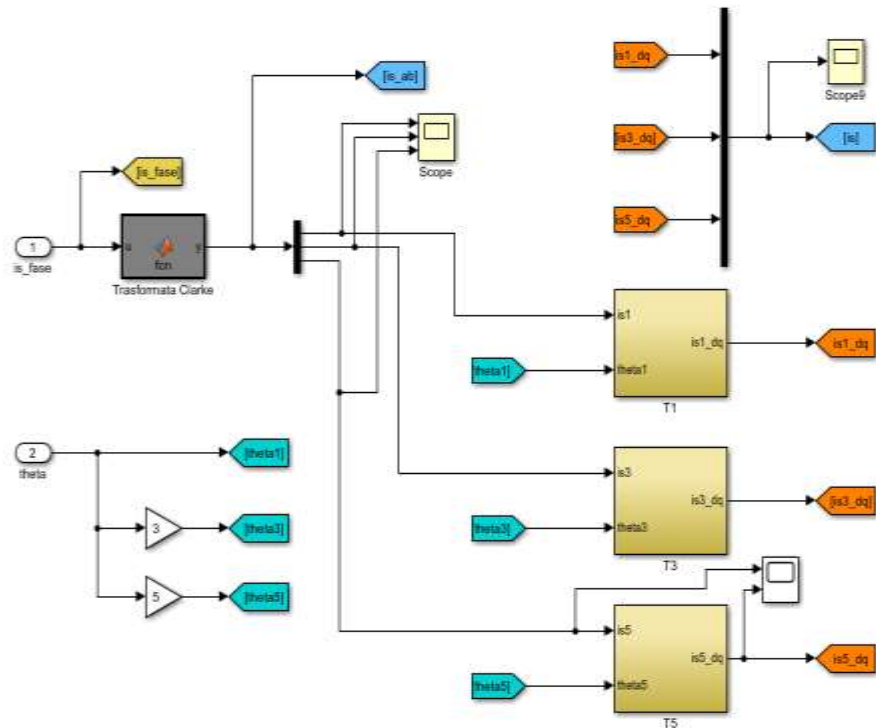


Figura 5.2-Passaggio dalle correnti di fase a quelle nei riferimenti rotorici

```
function y = fcn(u)
fasi=6;%numero fasi macchina
y=zeros(fasi,1);%inizializzo vettore uscita
alfa=exp(1i*pi/fasi);%definizione di alfa
for h=1:2:fasi-1%valori che può assumere h(1,3,5)

y_complesso=2/fasi*(u(1)*alfa^0+u(2)*alfa^(h)+u(3)*alfa^(h*4)+u(4)*alfa^(h*5)+u(5)*alfa^(h*8)+u(6)*alfa^(h*9));%vettore di spazio sistema sei fasi
    y(h)=real(y_complesso);%componente reale del vettore di spazio
    y(h+1)=imag(y_complesso);%componente immaginaria del vettore di spazio
end
```

Figura 5.3-Funzione in Matlab per la trasformata di Clarke

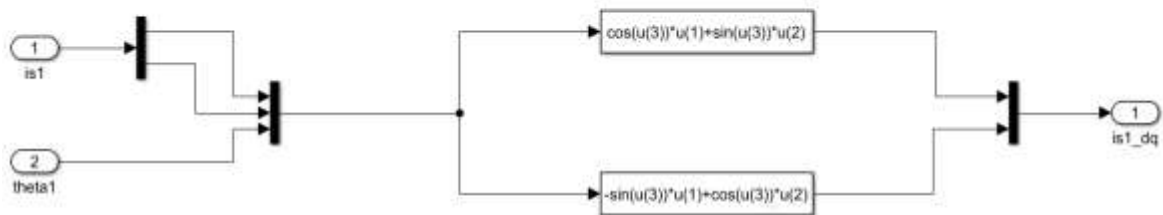


Figura 5.4-Implementazione in Simulink della trasformata di Park

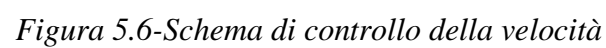
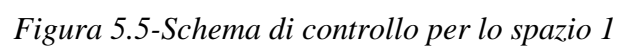
Le correnti di spazio 1 e 5 nei riferimenti rotorici d-q (quella di spazio 3 è nulla perché il vettore di spazio è omopolare e quindi non circola nella macchina) vengono confrontate con quelle di riferimento per dare origine a degli errori che entrano nei rispettivi regolatori di corrente di tipo PI (proporzionale-integrativo) per ottenere in uscita il corrispondente valore di tensione.

Per lo spazio 1 (rappresentato dalla figura 5.5), per quanto riguarda la corrente di riferimento di asse d ($i_{sd,ref}$), è quella in uscita dal regolatore PI che confronta la tensione richiesta dall'inverter A con quella massima disponibile; invece, come si vede dalla figura 5.6, quella di asse q ($i_{sq,ref}$) è quella in uscita dal regolatore PI di velocità (regolatore saturato a $\pm \sqrt{I_{MAX}^2 - i_{sd,ref}^2}$ per soddisfare il limite di corrente), nel quale entra l'errore di velocità dato dalla differenza tra la velocità di riferimento e quella reale del sistema. Queste correnti di riferimento vengono confrontate con quelle effettive d e q per dare origine a degli errori che entrano nei rispettivi regolatori PI di corrente di asse d e q per ottenere in uscita delle tensioni che, sommate alle rispettive forze elettromotrici indotte, danno origine alle tensioni d e q nel riferimento

rotorico. Quest'ultime entrano insieme alla velocità, sempre di spazio 1, nel blocco di Simulink (*inv T1*), in cui è implementata la trasformata inversa di Park (rappresentata nella figura 5.7), per riportarle in un riferimento sincrono con lo statore.

Per lo spazio 5 (rappresentato dalla figura 5.8), le correnti di riferimento di asse d e q (sono poste entrambe uguali a zero perché si vuole realizzare un sistema abbastanza semplice che sfrutti pienamente lo spazio 1 per il controllo e quello 5 per la diagnostica e quindi è fondamentale per le tecniche di determinazione del guasto che la corrente di spazio 5 sia nulla) vengono confrontate con quelle effettive d e q per dare origine a degli errori che entrano nei rispettivi regolatori PI di corrente di asse d e q per ottenere in uscita delle tensioni che, sommate alle rispettive forze elettromotrici indotte, danno origine alle tensioni d e q nel riferimento rotorico. Quest'ultime entrano insieme alla velocità, sempre di spazio 5, nel blocco di Simulink (*inv T5*), in cui è implementata la trasformata inversa di Park (rappresentata nella figura 5.7), per riportarle in un riferimento sincrono con lo statore, come avveniva per lo spazio 1. Come si vede dalla figura 5.9, queste tensioni statoriche d e q nel riferimento sincrono con lo statore, insieme a quelle di spazio 1 e quelle di spazio 3 (queste sono nulle perché il motore è collegato con due centri stella separati), vengono sommate (come si vede anche dalla prima equazione fondamentale del modello del sistema) alle tensioni provenienti dal controllo dell'inverter B per dare origine alle tensioni da imporre all'inverter A (facendo il modulo di questo vettore a sei elementi si trova la tensione richiesta dall'inverter A da confrontare poi con quella massima disponibile). Facendo la trasformata inversa di Clarke (implementata nel blocco di Simulink attraverso una funzione in Matlab rappresentata nella figura 5.10, cioè l'anti trasformata presente nel paragrafo 1.4) di quest'ultime si trovano le tensioni di fase da applicare all'inverter A. Il ritardo introdotto dall'inverter A, come

56



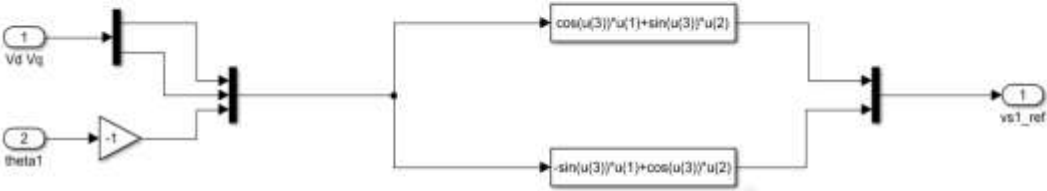


Figura 5.7-Implementazione in Simulink della trasformata inversa di Park

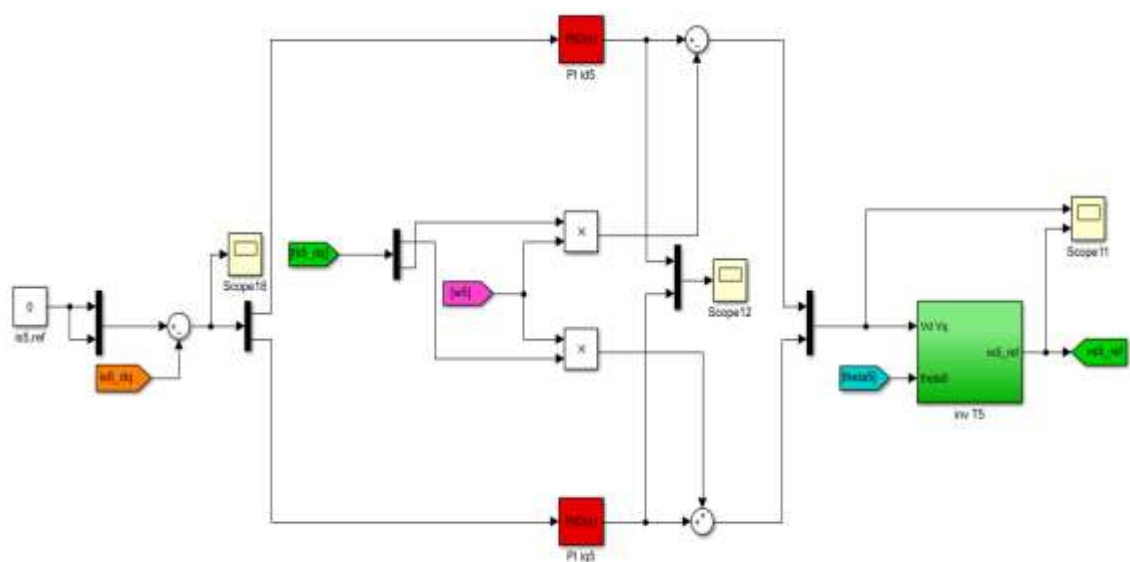


Figura 5.8-Schema di controllo per lo spazio 5

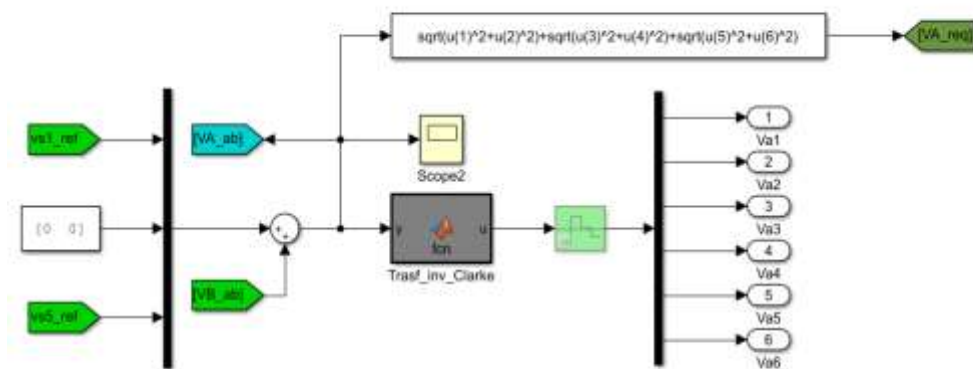


Figura 5.9-Passaggio dalle tensioni nei riferimenti statorici a quelle di fase

```
function u = fcn(y)
fasi=6;%numero fasi macchina
u=zeros(fasi,1);%inizializzo vettore uscita
alfa=exp(1i*pi/fasi);%definizione di alfa
t=[0 1 4 5 8 9];%valori tabulati per calcolare l'antitrasformata
for i=1:fasi%numero elementi tabella
    %grandezza di fase

u(i)=y(1)*real(alfa^(t(i)*1))+y(2)*imag(alfa^(t(i)*1))+y(3)*real(alfa^(t(i)*3))+y(4)*imag(alfa^(t(i)*3))+y(5)*real(alfa^(t(i)*5))+y(6)*imag(alfa^(t(i)*5));
end
```

Figura 5.10-Funzione in Matlab per la trasformazione inversa di Clarke

Nella figura 5.11 sono stati calcolati a partire dalle correnti statoriche dei tre spazi nei riferimenti rotorici d-q, note le induttanze e i flussi di eccitazione dei tre spazi, i flussi statorici di spazio 1, 3 e 5 nei riferimenti rotorici d-q. Quest'ultimi sono stati calcolati perché servivano a calcolare le forze elettromotrici indotte da sommare all'uscita dei regolatori PI (di asse d e q) di spazio 1 e a quelli di spazio 5.

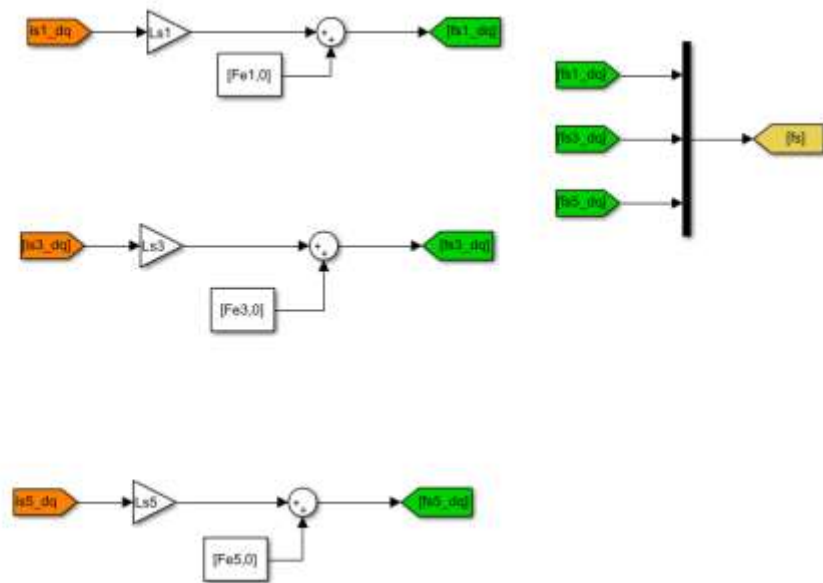


Figura 5.11-Calcolo dei flussi statorici nei riferimenti rotorici

Come si vede dalla figura 5.12, la massima tensione disponibile (pari alla tensione di alimentazione dell'inverter A diviso la $\sqrt{3}$, la quale viene moltiplicata per un fattore di 0.95 per tenersi un margine di tensione nel caso di regime non stazionario e si voglia spostarsi dal “punto di lavoro” considerato) viene confrontata con la tensione richiesta dall'inverter A per dare origine ad un errore di tensione che è l'ingresso di un regolatore PI (saturato a due valori: 0 e $-I_{MAX}$), la cui uscita è la corrente statorica di riferimento di asse d che viene confrontata con quella effettiva di asse d di spazio 1.

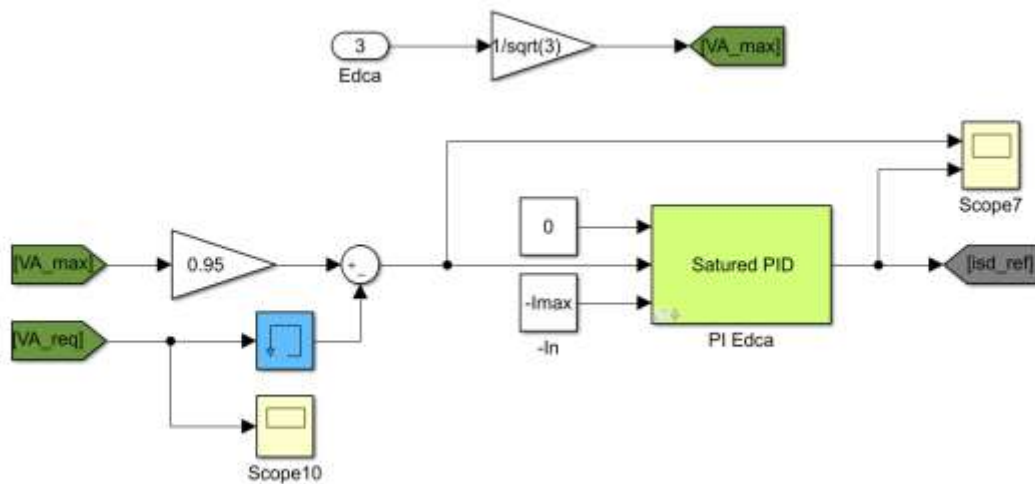


Figura 5.12-Regolazione della tensione di alimentazione dell'inverter A

Il fattore di potenza ($\cos \varphi$) dell'azionamento in esame viene calcolato una volta ricavate la potenza attiva (P_A) e quella reattiva (Q_A) scambiate dall'inverter principale A.

$$P_A = \frac{6}{2} \overline{v_A} \cdot \overline{i_S} \quad (71)$$

$$Q_A = \frac{6}{2} \overline{v_A} \cdot j \overline{i_S} \quad (72)$$

$$\cos \varphi = \cos \left(\tan^{-1} \frac{Q_A}{P_A} \right) \quad (73)$$

Nella figura 5.13 c'è il calcolo della potenza reattiva (Q_A) con l'utilizzo del vettore a sei elementi della tensione da applicare all'inverter A nel riferimento sincrono con lo statore e del vettore a sei elementi delle correnti statoriche dei tre spazi nei riferimenti sincroni con lo statore (in questo vettore solo le prime due componenti relative allo spazio 1 sono non nulle in quanto le correnti di spazio 3 e 5 sono nulle).

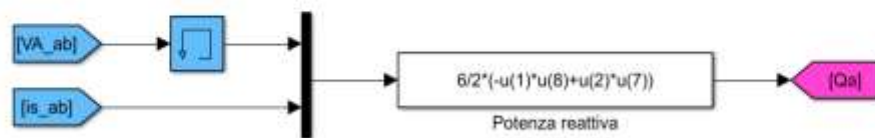


Figura 5.13-Calcolo della potenza reattiva

Nella figura 5.14, invece, c'è il calcolo del fattore di potenza ($\cos \varphi$), avendo calcolato prima la potenza reattiva (Q_A) e quella attiva (P_A). Quest'ultima viene calcolata avendo a disposizione come prima il vettore a sei elementi della tensione da applicare all'inverter A nel riferimento sincrono con lo statore e il vettore a sei elementi delle correnti statoriche dei tre spazi nei riferimenti sincroni con lo statore (in questo vettore come prima solo le prime due componenti relative allo spazio 1 sono non nulle in quanto le correnti di spazio 3 e 5 sono nulle).

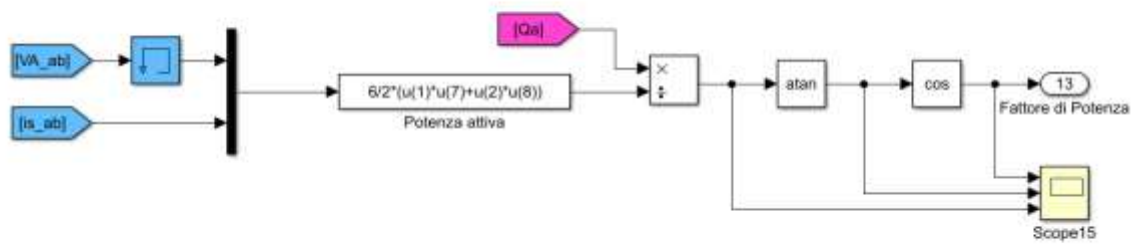


Figura 5.14-Calcolo del fattore di potenza

Nella figura 5.15 la potenza reattiva (Q_A) appena calcolata viene confrontata con quella di riferimento ($Q_{A,ref}$) posta uguale a zero (per far sì che l'inverter principale A lavori con fattore di potenza unitario). L'errore che nasce entra in un regolatore PI (saturato a $\pm \sqrt{(VB_{max}^2 - VBp^2)}$, dove VB_{max} è il massimo valore di tensione che si può avere sul bus DC, mentre VBp è il valore richiesto per regolare la tensione del bus DC). All'uscita da questo regolatore PI viene sommato il segnale v_B^q (dato dall'equazione (58) presente nel paragrafo 3.2) per migliorare la dinamica del sistema; si ha così la componente v_B^q necessaria per far sì che l'inverter principale A lavori con fattore di potenza unitario. Nella figura 5.16 si vede come questa componente, insieme a VBp e al vettore a sei elementi delle correnti statoriche di spazio 1, 3 e 5 nei riferimenti rotorici d-q (in questo vettore solo le prime due componenti relative alla corrente di spazio 1 sono non nulle in quanto le correnti di spazio 3 e di spazio 5 sono nulle), sono stati utilizzati per calcolare la componente reale e quella immaginaria (cioè la componente d e q) del vettore della tensione nel riferimento rotorico d-q da applicare all'inverter B. Quest'ultimo, riferito allo spazio 1, entra insieme alla velocità di spazio 1 in un blocco di Simulink ($inv T$), in cui è implementata la trasformata inversa di Park

(rappresentata nella figura 5.7), per ottenere il vettore della tensione da applicare all'inverter B nel riferimento sincrono con lo statore. Come si vede dalla figura 5.17, questo vettore relativo allo spazio 1, insieme a quelli relativi allo spazio 3 e 5 (entrambi nulli in quanto le correnti di spazio 3 e 5 sono nulle), entrano in un blocco di Simulink, in cui è implementata la trasformata inversa di Clark (attraverso una funzione in Matlab rappresentata nella figura 5.10, cioè l'anti trasformata presente nel paragrafo 1.4), per ottenere le tensioni di fase da applicare all'inverter B.

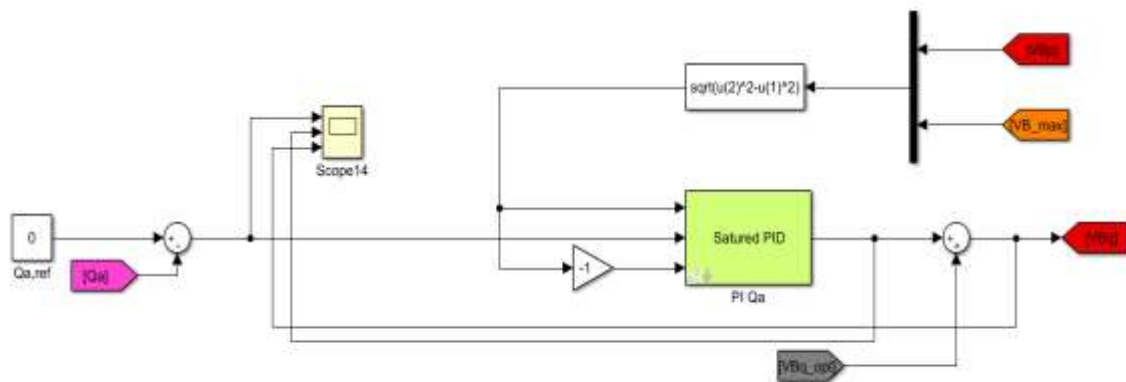


Figura 5.15-Regolazione della potenza reattiva

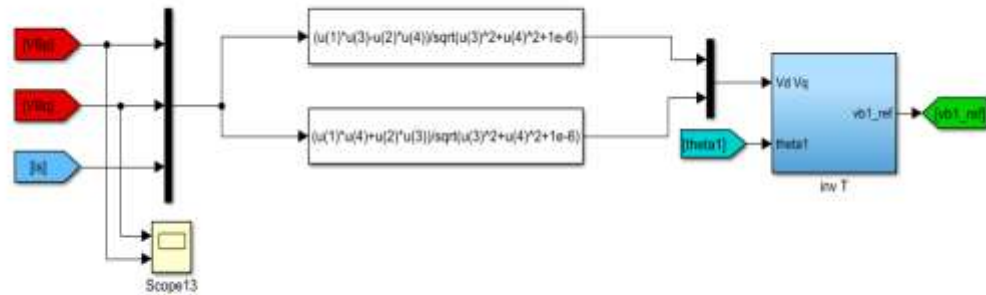


Figura 5.16-Schema in Simulink per ottenere le tensioni nel riferimento statorico

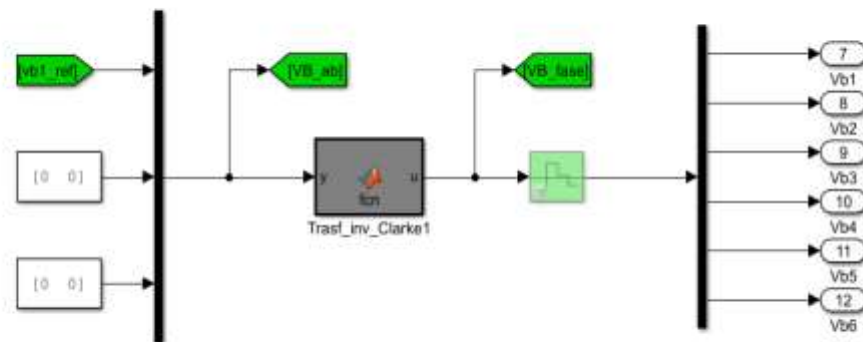


Figura 5.17-Passaggio dalle tensioni nei riferimenti statorici a quelle di fase

Nella figura 5.18 la velocità di spazio 1, il vettore a sei elementi dei flussi statorici di spazio 1, 3 e 5 nei riferimenti rotorici d-q e il vettore a sei elementi delle correnti statoriche di spazio 1, 3 e 5 nei riferimenti rotorici d-q entrano

in un blocco di Simulink (Vbq_opt), in cui è implementata l'equazione (58) del paragrafo 3.2 (come si vede dalla figura 5.19), per ottenere in uscita il valore di v_B^q da sommare all'uscita del regolatore PI che assicura che l'inverter principale A lavori con fattore di potenza unitario.

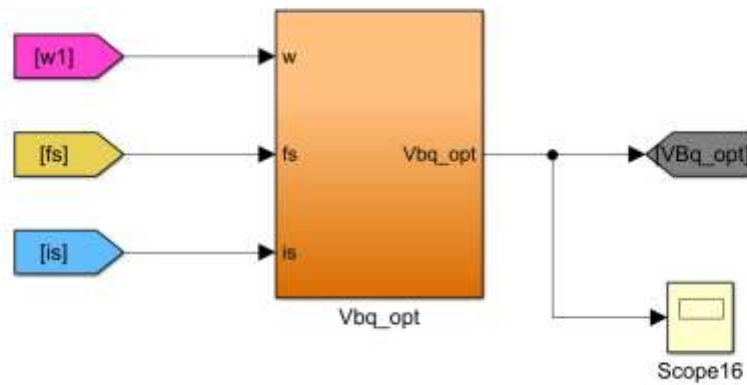


Figura 5.18-Schema per il calcolo di v_B^q

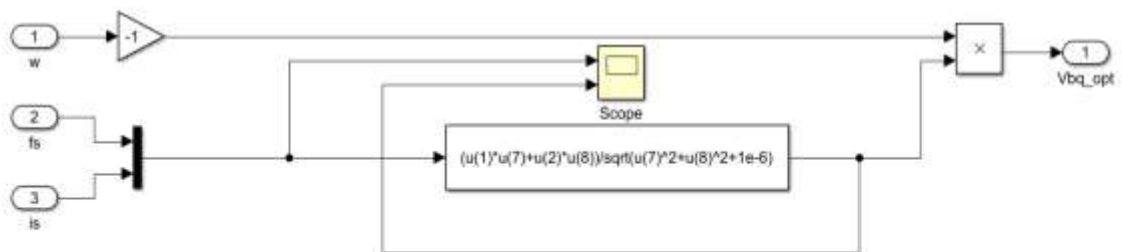


Figura 5.19-Calcolo di v_B^q

La tensione sul condensatore è stata ottenuta a partire dalla potenza istantanea (p_B) che riguarda l'inverter B.

$$p_B = i_1 v_{B1} + i_2 v_{B2} + i_3 v_{B3} \quad (74)$$

Trascurando le perdite dell'inverter, si può affermare che questa potenza p_B è la potenza scambiata dal condensatore. L'energia (W_B) di quest'ultimo si trova integrando p_B , cioè la (74).

$$W_B = \int p_B dt = \frac{1}{2} C E_B^2 \quad (75)$$

Si ottiene così la tensione (E_B) del bus DC dell'inverter B.

$$E_B = \sqrt{\frac{2W_B}{C}} \quad (76)$$

Nella figura 5.20 è stata calcolata la tensione (E_B) del bus DC dell'inverter B ($Edcb$) da fornire al sistema Dual Inverter dopo aver calcolato la potenza istantanea (p_B) che riguarda l'inverter B, avendo a disposizione il vettore a sei elementi delle correnti statoriche di fase e il vettore a sei elementi delle tensioni di fase da applicare all'inverter B. Nella figura 5.21 $EdcB^2$, cioè l'andamento a gradino da seguire della tensione dell'inverter B, viene confrontato con $Edcb^2$, cioè quello calcolato precedentemente per dare origine ad un errore che entra in un regolatore PI (saturato a $\pm VB_{max}$ ($Edcb$ diviso

la $\sqrt{3}$)), il quale fornisce in uscita il valore di VBp necessario per far sì che si mantenga la tensione di riferimento $EdcB$ sul bus DC.

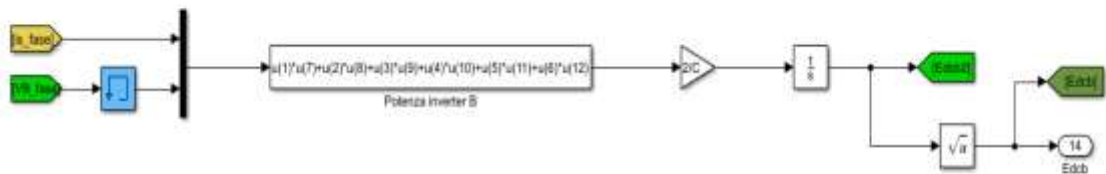


Figura 5.20-Calcolo della tensione del bus DC dell'inverter B

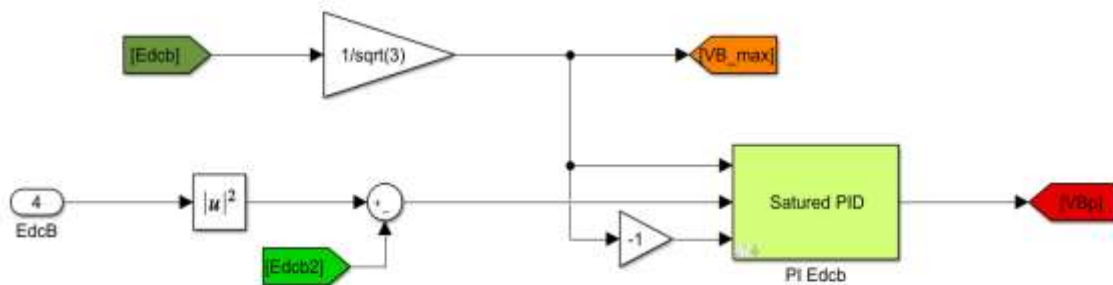


Figura 5.21-Regolazione della tensione del bus DC

Per quanto riguarda la taratura dei regolatori PI (proporzionali-integrativi) che compaiono nel sistema di controllo appena analizzato (i due regolatori PI di corrente di asse d e q relativi allo spazio 1 (*PI id1* e *PI iq1*), i due relativi allo spazio 5 (*PI id5* e *PI iq5*) e il regolatore PI di velocità (*PI w*)), cioè la scelta delle costanti k_p (proporzionale) e k_i (integrale) che caratterizzano i PI, si sono adottate due diverse metodologie che hanno portato a trovare i medesimi valori delle due costanti: la prima analitica e la seconda attraverso l'utilizzo di uno strumento di Matlab (*sisotool*). Invece, per quanto riguarda la taratura dei PI relativi alla regolazione della tensione di alimentazione dell'inverter A (*PI Edca*), quello relativo alla regolazione della potenza reattiva (*PI Qa*) e quello relativo alla regolazione della tensione del bus DC dell'inverter B (*PI Edcb*) si sono scelti dei valori delle costanti k_p e k_i che fossero ottimali per il sistema di controllo.

Nella figura 5.22 è raffigurato un generico schema di controllo in retroazione basato su un regolatore PI, il quale è possibile scomporre in due rami (come si vede dalla figura 5.23): il contributo proporzionale (k_p) e quello integrale (k_i/s).

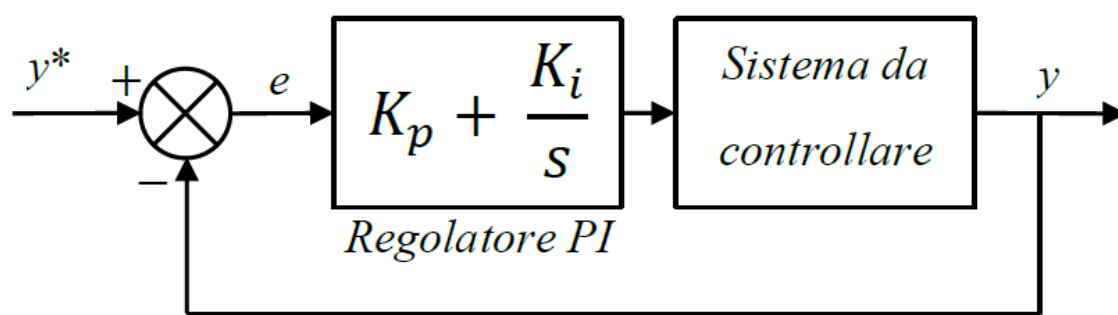


Figura 5.22-Schema di controllo in retroazione generico

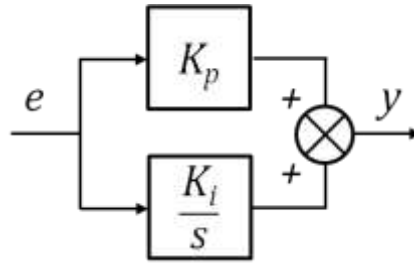


Figura 5.23-Schema di un PI

La taratura analitica dei regolatori PI di corrente (essa è uguale sia per i due PI dello spazio 1, sia per i due dello spazio 5) consiste nel calcolare l'anello di corrente, il quale è formato da tre blocchi: regolatore PI, inverter e motore (come si vede dalla figura 5.24).

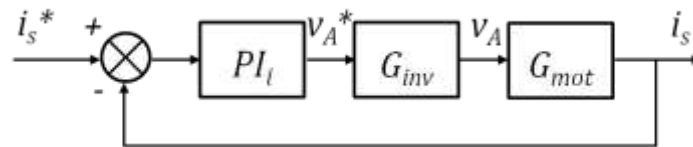


Figura 5.24-Schema dell'anello di corrente

La funzione di trasferimento del regolatore PI, tenendo presente la figura 5.23, è la seguente:

$$V_{ref} = e \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (77)$$

La funzione di trasferimento dell'inverter è la seguente:

$$V_s = V_{ref} \left(\frac{1}{sT_s + 1} \right) \quad (78)$$

L'equazione (78) è dovuta al fatto che siccome le correnti che circolano le applico al ciclo successivo (si misurano le correnti all'inizio del ciclo e, svolti i calcoli, le applico alla fine di esso) si introduce un ritardo. Quest'ultimo si può approssimare come un'infinita quantità di poli e quindi si utilizza l'approssimante di Padè, la quale permette di rappresentare una funzione analitica come una funzionale razionale, cioè restituisce il miglior numeratore di grado n e il miglior denominatore di grado m che approssimano la funzione. Il denominatore deve essere di grado superiore al numeratore (per la condizione di fisica realizzabilità) e quindi si è approssimato l'inverter nel caso più semplice (n=0 e m=1) come si vede dall'equazione (79):

$$G_{inverter}(s) = e^{-sT_s} \approx \frac{1}{sT_s + 1} \quad (79)$$

Per determinare invece la funzione di trasferimento della macchina ci si è messi in un riferimento sincrono con il rotore (attraverso l'utilizzo della trasformata di Park), in cui l'equazione vettoriale generale di una macchina brushless è la seguente:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega \bar{\varphi}_s \quad (80)$$

L'equazione (80) vale anche nel caso di una macchina a sei fasi, solo che rappresenta l'equazione, in termini di vettori di spazio, di un singolo spazio.

Siccome si applica la compensazione delle fem indotte il contributo $\omega\varphi_s$ scompare e andando a sostituire il valore del flusso statorico φ_s , che in termini di assi d e q vale la (5) e la (6), si ottiene l'equazione vettoriale (81):

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \quad (81)$$

Applicando la trasformata di Laplace alla (81) si ottiene:

$$V_s = R_s I_s + s L_s I_s \quad (82)$$

Siccome si vuole calcolare la I , data la V , si inverte la (82) e si ottiene:

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + s L_s} \quad (83)$$

Nella figura 5.25 è raffigurato l'anello di corrente con le funzioni di trasferimento dei componenti che lo costituiscono. Facendo il prodotto di queste funzioni di trasferimento si ottiene la funzione ad anello aperto, cioè la (84).

$$G_{open\ loop} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{1}{sT_s + 1}\right) \left(\frac{1}{R_s + L_s s}\right) \quad (84)$$

Con alcuni passaggi dalla (84) si ottiene:

$$G_{open\ loop} = \frac{K_i}{s} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \left(\frac{1}{sT_s + 1} \right) \left(\frac{1}{R_s \left(\frac{L_s}{R_s} s + 1 \right)} \right) \quad (85)$$

Dalla (85) si vede che inverter più macchina è una funzione con due poli e se ne vuole cancellare uno con il regolatore, quello che impone una dinamica più lenta (cioè il polo con una frequenza più bassa), in modo da avere un sistema più reattivo. Di conseguenza, si è applicato il metodo di cancellazione polo-zero (è stato scelto lo zero del regolatore uguale al polo elettrico della macchina) e si impone la seguente compensazione:

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_s}{R_s} = \tau \quad (86)$$

La (86) permette di trovare il valore di k_p :

$$K_p = \frac{K_i}{\tau} \quad (87)$$

Per trovare il valore di k_i si calcola la funzione ad anello chiuso:

$$G_{close\ loop} = \frac{G_{open\ loop}}{1 + G_{open\ loop}} = \frac{K_i}{s^2 R_s T_s + s R_s + K_i} \quad (88)$$

La (88) ha due poli e per ottenere una risposta a gradino che non sovraeolnghi e che vada abbastanza velocemente a regime bisogna avere due poli reali coincidenti. Per avere questo bisogna imporre la (89).

$$\Delta = R_s(R_s - 4K_i T_s) = 0 \quad (89)$$

Dalla (89) si può ricavare il valore di k_i .

$$K_i = \frac{R_s}{4T_s} \quad (90)$$

Prendere il discriminante uguale a zero significa imporre il margine di fase uguale a 75, cioè ottenere la miglior risposta a gradino.

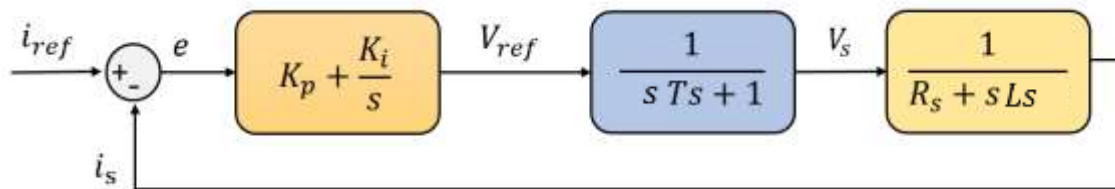


Figura 5.25-Funzioni di trasferimento dell'anello di corrente

I valori di k_p e k_i che si sono ricavati si possono trovare anche tarando i PI con l'utilizzo di una funzione di Matlab che si chiama *sisotool*. Se si dà a questa funzione le funzioni di trasferimento dell'anello di corrente essa analizza i diagrammi di Bode (sia quello di ampiezza, sia quello di fase) del sistema in retroazione e la risposta a gradino e restituisce i valori di k_p e k_i . Le varie funzioni di trasferimento dell'anello di corrente si devono definire secondo il modello rappresentato in figura 5.26 (su cui si basa questa funzione *sisotool*).

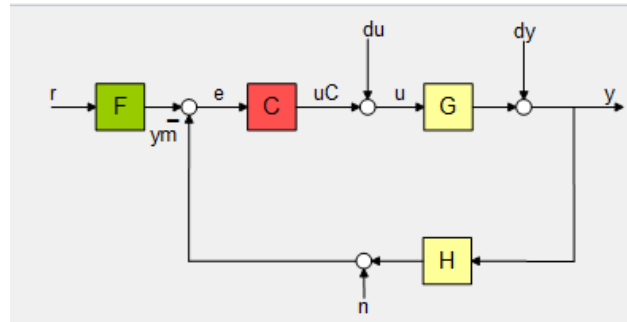


Figura 5.26-Schema su cui si basa *sisotool*

In particolare, in questo caso i blocchi F e H sono posti unitari, mentre il C rappresenta il PI e il G l'inverter e la macchina. Implementati questi la funzione *sisotool* può disegnare i diagrammi di Bode (di ampiezza e di fase) e la risposta a gradino del sistema in retroazione. Per esempio, è possibile trascinare il diagramma di Bode di fase per ottenere il margine di fase voluto (in questa tesi si è cercato di tenerlo superiore a 75 per ottenere la miglior risposta a gradino, in modo che non sovraelonghi e che vada abbastanza velocemente a regime). Impostato quest'ultimo, *sisotool* mi dà il valore della funzione C da cui posso ricavare i valori di k_p e k_i .

Nelle figure 5.27, 5.28 e 5.29 sono rappresentati rispettivamente il diagramma di Bode di ampiezza, quello di fase e la risposta a gradino relativi ai due regolatori PI di corrente (di asse d e q) di spazio 1.

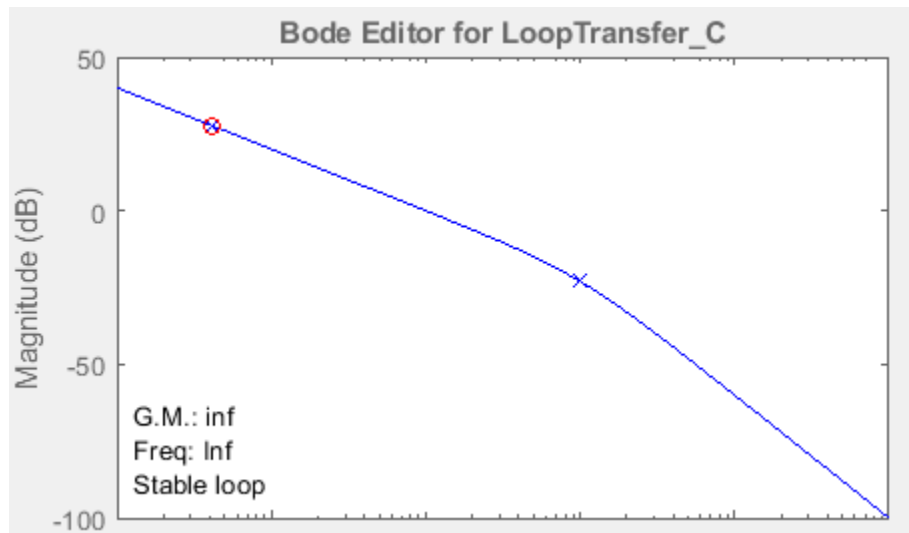


Figura 5.27-Diagramma di Bode di ampiezza

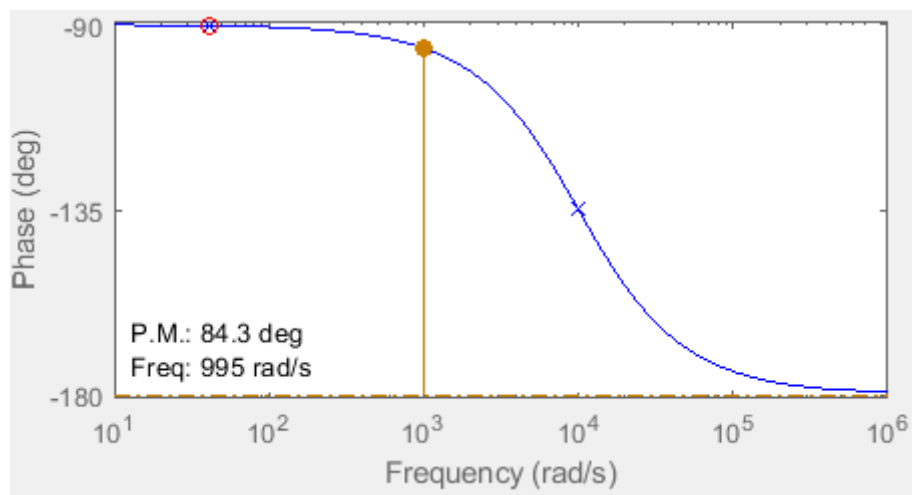


Figura 5.28-Diagramma di Bode di fase

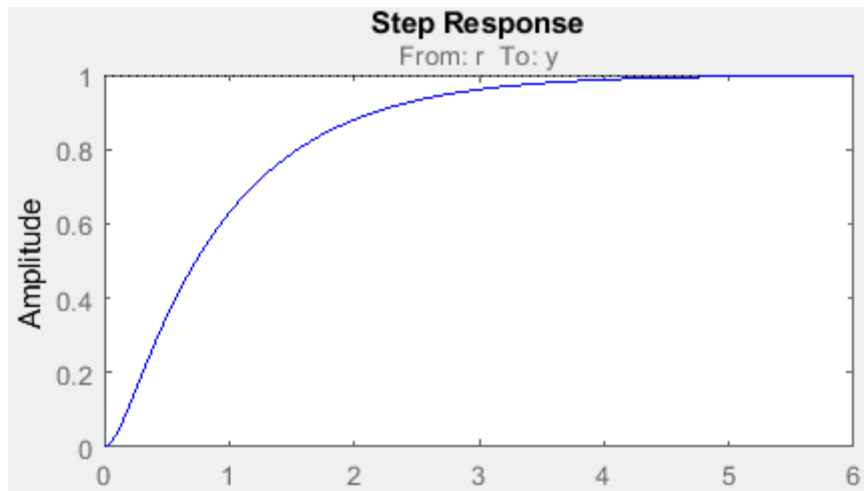


Figura 5.29-Risposta a gradino

Nelle figure 5.30, 5.31 e 5.32 sono rappresentati rispettivamente il diagramma di Bode di ampiezza, quello di fase e la risposta a gradino relativi ai due regolatori PI di corrente (di asse d e q) di spazio 5.

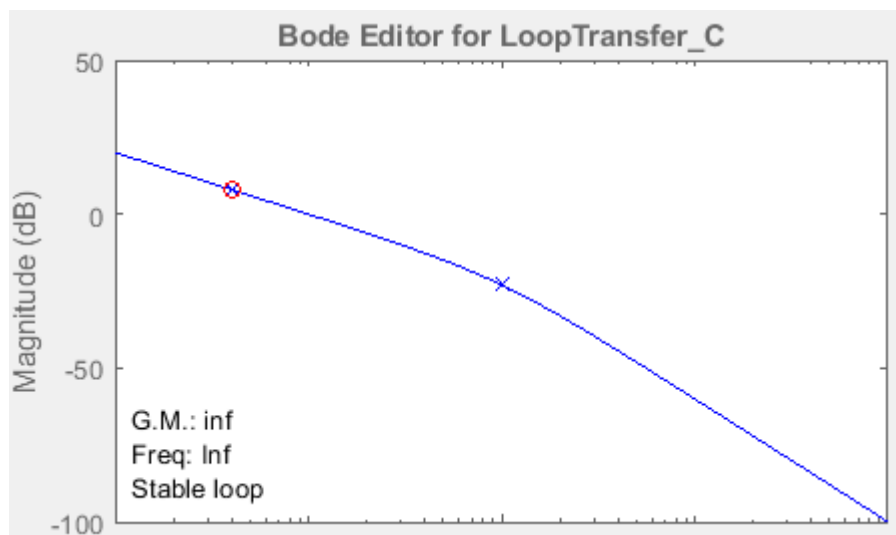


Figura 5.30-Diagramma di Bode di ampiezza

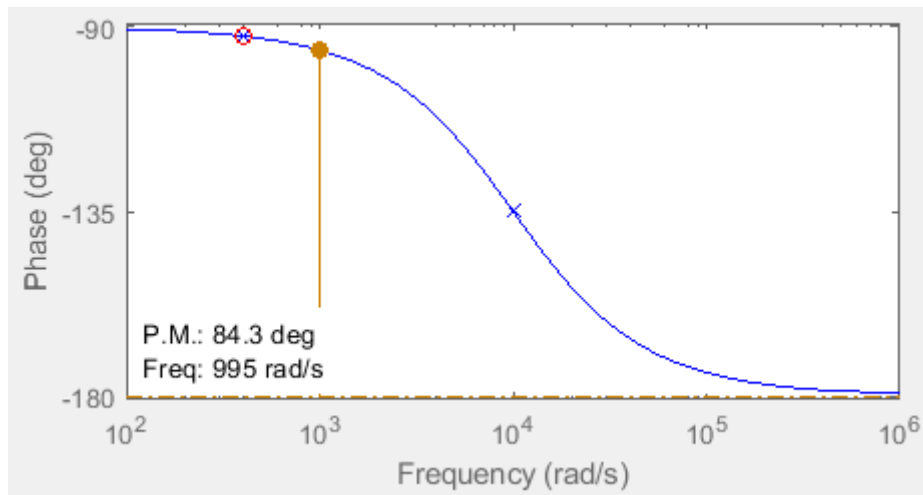


Figura 5.31-Diagramma di Bode di fase

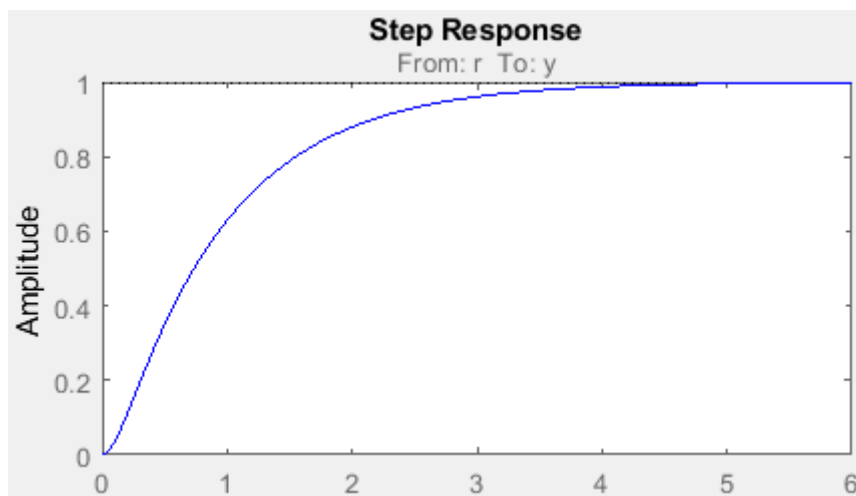


Figura 5.32-Risposta a gradino

Per quanto riguarda invece la taratura del regolatore PI di velocità bisogna prendere in considerazione l'anello di velocità (rappresentato nella figura 5.33 e semplificato nella figura 5.34, in cui si è evidenziato l'anello di corrente appena analizzato).

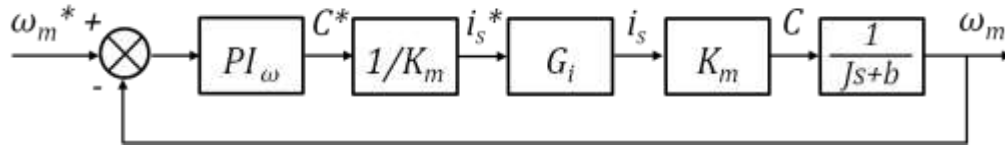


Figura 5.33-Schema dell'anello di velocità



Figura 5.34-Schema semplificato dell'anello di velocità

La funzione di trasferimento del carico meccanico è rappresentata dall'equazione (91):

$$\omega = C \left(\frac{1}{K + s * J} \right) \quad (91)$$

dove K è il coefficiente che lega la velocità meccanica con la coppia resistente, C è la coppia motrice e J è l'inerzia totale (la somma dell'inerzia del carico e di quella del rotore della macchina). Le funzioni di trasferimento dell'anello di velocità sono state implementate nei blocchi dello schema della figura 5.26 in modo che la funzione *sisotool* restituisse il valore della funzione C (si è sempre imposto un valore del margine di fase superiore a 75) da cui si sono ricavati i valori di k_p e k_i per questo regolatore PI di velocità.

Nelle figure 5.35, 5.36 e 5.37 sono rappresentati rispettivamente il diagramma di Bode di ampiezza, quello di fase e la risposta a gradino relativi al regolatore PI di velocità.

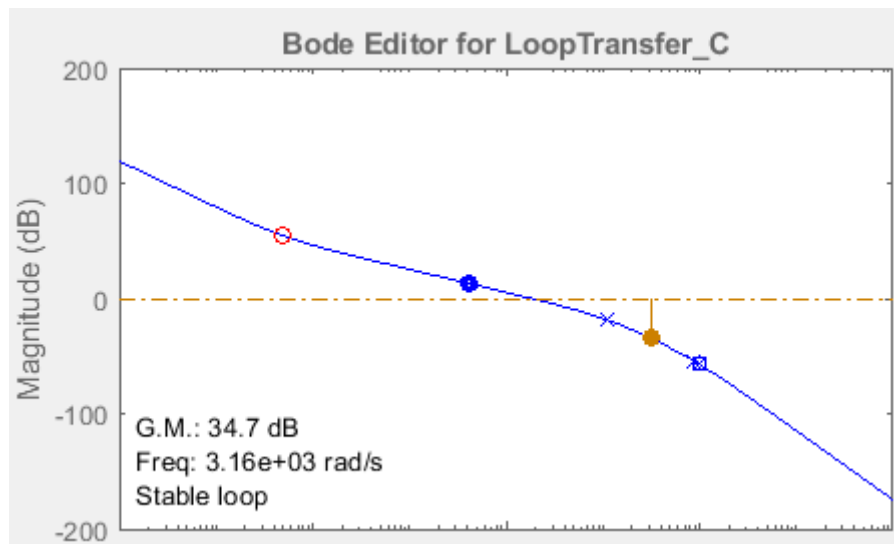


Figura 5.35-Diagramma di Bode di ampiezza

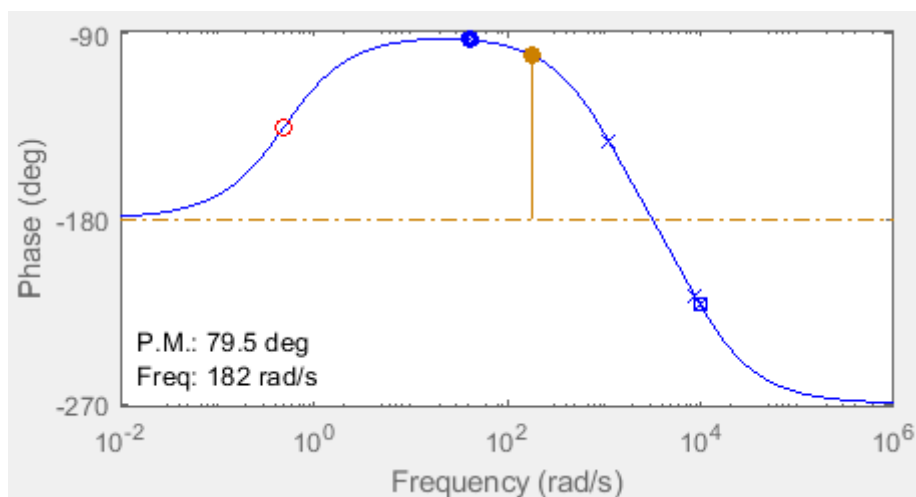


Figura 5.36-Diagramma di Bode di fase

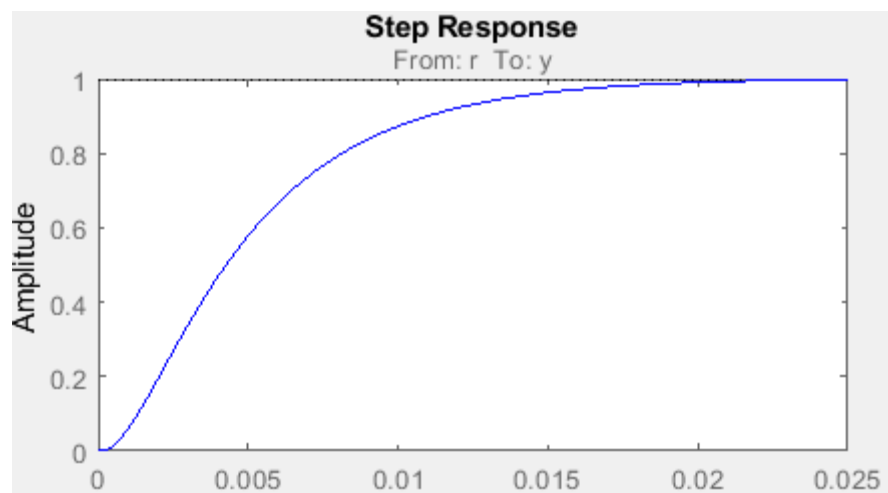


Figura 5.37-Risposta a gradino

5.2 Modello del sistema Dual Inverter

Nella figura 5.38 è raffigurato lo schema di un inverter trifase in cui è presente la terna A, le cui fasi sono A1, A2 e A3; si possono definire così le tensioni di fase (o stellate) v_{A1N} , v_{A2N} e v_{A3N} e quelle di polo v_{A10} , v_{A20} e v_{A30} . Quest'ultime sono quelle generate dall'inverter, mentre quelle di fase sono quelle applicate al carico. Si può passare dalle une alle altre tramite v_{0N} (tensione del centro stella) attraverso la definizione (92), che è stata applicata per la fase A1, ma è valida anche per le altre due fasi.

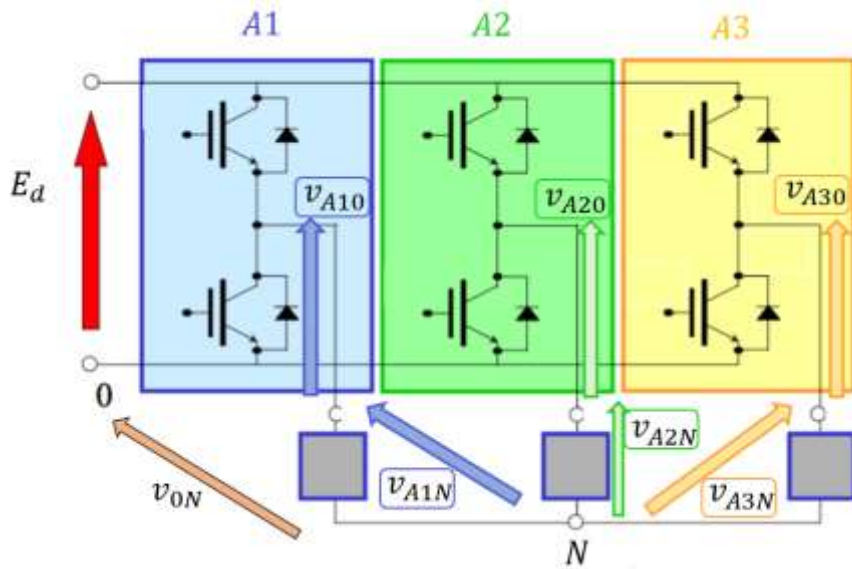
$$v_{A1N} = v_{A10} + v_{0N} \quad (92)$$

Attraverso le funzioni di commutazione s_{A1} , s_{A2} e s_{A3} (rappresentanti gli unici due stati possibili di un ramo di un inverter, aperto (1) o chiuso (0)), si possono calcolare le tre tensioni di polo:

$$v_{A10} = E_d s_{A1} \quad (93)$$

$$v_{A20} = E_d s_{A2} \quad (94)$$

$$v_{A30} = E_d s_{A3} \quad (95)$$



5.38-Schema di un inverter trifase

Attraverso le trasformazioni in vettori di spazio nel caso trifase è possibile definire il vettore di spazio e la componente omopolare delle tensioni di polo e di quelle di fase:

$$v_{p0} = \frac{2}{3} [v_{A10} + v_{A20} + v_{A30}] \quad (96)$$

$$\bar{v}_p = \frac{2}{3} [v_{A10} + v_{A20}\bar{\alpha} + v_{A30}\bar{\alpha}^2] \quad (97)$$

$$v_{c0} = \frac{2}{3} [v_{A1N} + v_{A2N} + v_{A3N}] \quad (98)$$

$$\bar{v}_c = \frac{2}{3} [v_{A1N} + v_{A2N}\bar{\alpha} + v_{A3N}\bar{\alpha}^2] \quad (99)$$

Con la seguente variabile complessa:

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (100)$$

Svolgendo i calcoli delle (96) – (99), tenendo presente la (101), si ottengono la (102) e la (103).

$$v_{c0} = 0 \quad (101)$$

$$v_{p0} = -2V_{0N} \quad (102)$$

$$\bar{v}_c = \bar{v}_p = \frac{2}{3}E_d[s_{A1} + s_{A2}\bar{\alpha} + s_{A3}\bar{\alpha}^2] \quad (103)$$

Se applichiamo le formule inverse dei vettori di spazio alla (97), ma implementando \bar{v}_p con la (103), si ottengono le seguenti espressioni:

$$v_{A10} = \frac{v_{p0}}{2} + \bar{v}_c \cdot 1 \quad (104)$$

$$v_{A20} = \frac{v_{p0}}{2} + \bar{v}_c \cdot \bar{\alpha} \quad (105)$$

$$v_{A30} = \frac{v_{p0}}{2} + \bar{v}_c \cdot \bar{\alpha}^2 \quad (106)$$

Il valore delle modulanti è espresso dalle seguenti espressioni:

$$m_{A1} = \frac{v_{A10ref}}{E_d} \quad (107)$$

$$m_{A2} = \frac{v_{A20ref}}{E_d} \quad (108)$$

$$m_{A3} = \frac{v_{A30ref}}{E_d} \quad (109)$$

dove il valore delle tensioni di polo è visto come riferimento.

Sostituendo le (104) – (106) nelle (107) – (109), si ottengono:

$$m_{A1} = m_0 + \frac{v_{A1Nref}}{E_d} \quad (110)$$

$$m_{A2} = m_0 + \frac{v_{A2Nref}}{E_d} \quad (111)$$

$$m_{A3} = m_0 + \frac{v_{A3Nref}}{E_d} \quad (112)$$

Le (110) – (112) sono le equazioni che direttamente regolano il funzionamento dell'inverter. In particolare, si ottengono i valori delle tensioni di fase di riferimento v_{A1Nref} , v_{A2Nref} e v_{A3Nref} dai regolatori di corrente e sommando m_0 si ottengono le modulanti. Nello specifico, m_0 può assumere diversi valori; può essere proporzionale a v_{p0} , come nella (113), ottenendo una modulazione PWM sinusoidale oppure variare in base alle modulanti stesse, come nella (114), ottenendo una modulazione PWM generalizzata (chiamata anche a 7 intervalli simmetrica).

$$m_0 = \frac{v_{p0}}{2E_d} \quad (113)$$

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[1 - \min \left(\frac{v_{A1Nref}}{E_d}; \frac{v_{A2Nref}}{E_d}; \frac{v_{A3Nref}}{E_d} \right) - \max \left(\frac{v_{A1Nref}}{E_d}; \frac{v_{A2Nref}}{E_d}; \frac{v_{A3Nref}}{E_d} \right) \right] \quad (114)$$

La (114) sposta le modulanti in modo che risultino centrate rispetto all'intervallo $[0 \ 1]$, non introducendo uno squilibrio tra i componenti superiori e inferiori dei singoli rami e facendo in modo che la tensione d'uscita abbia un valore maggiore rispetto alla PWM sinusoidale.

Siccome la modulazione a 7 intervalli simmetrica presenta numerosi vantaggi rispetto alle altre tecniche di modulazione, conservando anche una notevole semplicità, la si è implementata all'interno del secondo blocco di Simulink della figura 5.1, nel quale si è rappresentato lo schema del sistema Dual Inverter presente nella figura 5.39.

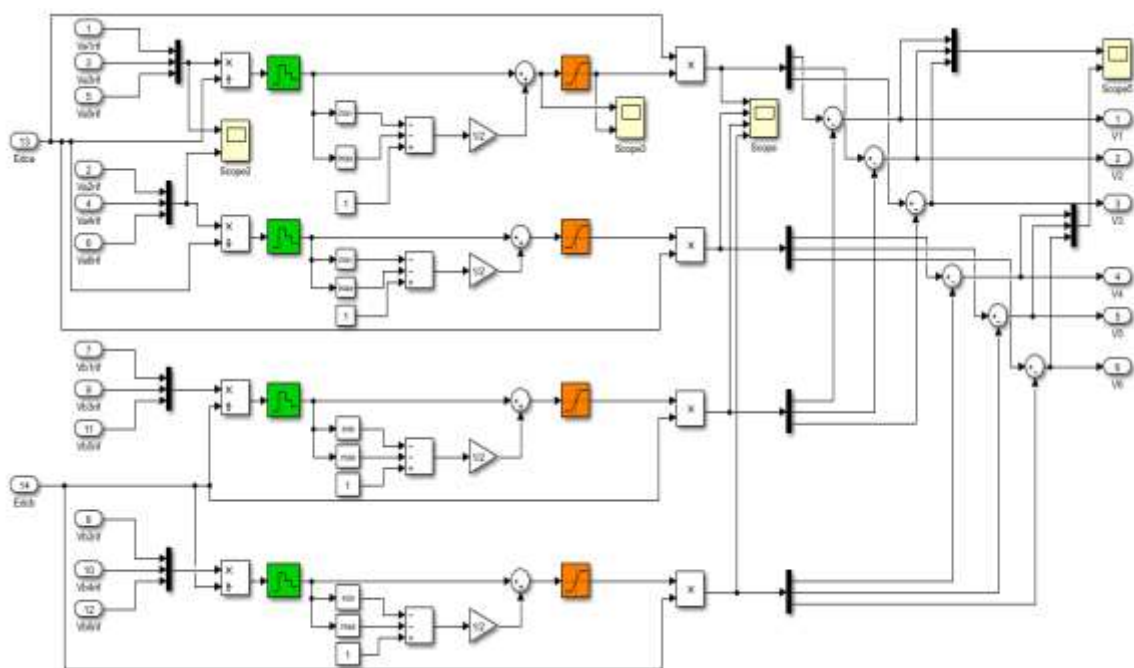


Figura 5.39-Schema Dual Inverter

Nella figura 5.39, le tensioni di fase provenienti dallo schema del sistema di controllo analizzato precedentemente relative all'inverter A (le prime 6) e quelle relative all'inverter B (le ultime 6), insieme alle tensione di alimentazione dell'inverter A ($Edca$) e alla tensione sul bus DC dell'inverter

B ($Edcb$), vengono utilizzate per ricavare i valori delle modulanti e da questi le tensioni di polo. Le tensioni di polo relative all'inverter A devono essere sottratte alle corrispondenti tensioni di polo relative all'inverter B, come afferma la (36), per dare origine alle tensioni di polo che verranno poi convertite in tensioni di fase da applicare alla macchina.

Nella figura 5.39 si vede come siano stati implementati quattro inverter trifase: i primi due (uno per la prima terna e l'altro per la seconda) che alimentano i capi degli avvolgimenti della macchina da una parte e gli altri due (uno per la prima terna e l'altro per la seconda) che l'alimentano dall'altra parte. È stato implementato in questo modo per semplificare il controllo, ma si possono anche utilizzare al posto di questi quattro inverter trifase due inverter multifase (a sei fasi) che alimentano la macchina dalle due parti. Inoltre, gli inverter che sono stati implementati sono ideali in quanto si sono ottenute le tensioni di polo moltiplicando i valori delle modulanti con le tensioni dei due bus DC ($Edca$ e $Edcb$). Facendo così si sono eliminati tutti gli interruttori statici che commutano durante il funzionamento. Si è scelto di fare così per rendere la simulazione più semplice e veloce, ma bisogna tenere presente che si sono trascurate le perdite di switching e di conduzione degli interruttori.

5.3 Modello della macchina brushless

Nella figura 5.40 è rappresentato lo schema della macchina brushless (presente all'interno del terzo blocco di Simulink della figura 5.1) in cui le tensioni di polo, provenienti dallo schema del sistema Dual Inverter analizzato precedentemente, vengono convertite all'interno del blocco di Simulink (*Tensioni di fase*) in tensioni di fase. Quest'ultime entrano in un blocco di Simulink, in cui è implementata la funzione in Matlab della trasformata di Clarke (rappresentata nella figura 5.3), per ottenere in uscita le tensioni relative allo spazio 1, 3 e 5 nei riferimenti sincroni con lo statore. Quest'ultime, insieme alle corrispettive velocità di spazio 1, 3 e 5, entrano in dei blocchi di Simulink (*Spazio 1*, *Spazio 3* e *Spazio 5*) in cui sono implementati i modelli della macchina dei tre spazi (tutti e tre uguali). All'uscita di questi blocchi si hanno i flussi statorici, le coppie e le correnti statoriche di spazio 1, 3 e 5 nei riferimenti sincroni con lo statore. Quest'ultime entrano in un blocco di Simulink, in cui è implementata la funzione in Matlab della trasformata inversa di Clarke (rappresentata nella figura 5.10), da cui escono le correnti di fase.

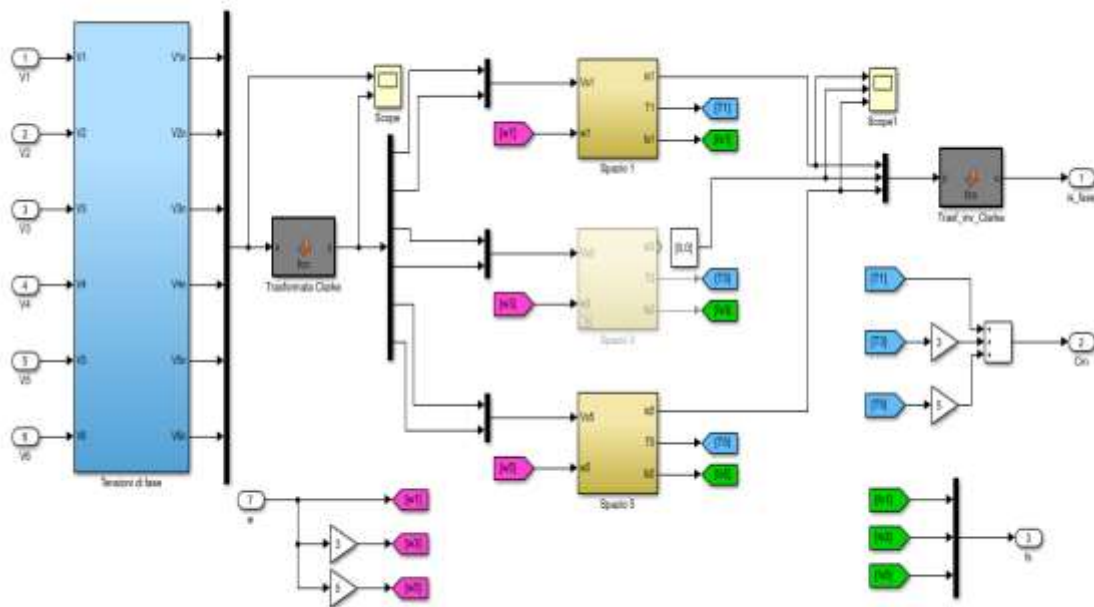


Figura 5.40-Schema della macchina brushless

Nella figura 5.41 è rappresentato quello che è implementato all'interno del blocco di Simulink (*Tensioni di fase*), cioè la conversione delle tensioni di polo in quelle di fase. In particolare, la trasformazione in tensioni di fase deve essere fatta separatamente per entrambe le terne, in quanto sono collegate a stella, ma presentano due centri stella separati e quindi due tensioni v_{0N} diverse. Quindi per entrambe le terne si calcola prima le tensioni di centro stella (v_{0NA} per la prima terna e v_{0NB} per la seconda terna) andando a sommare tra di loro le componenti di polo delle singole terne e dividendo quello che si ottiene per tre. Poi si sottrae tale contributo alle singole tensioni di polo ottenendo le corrispondenti tensioni di fase per ogni terna. Questi calcoli derivano dalle equazioni (19) che sono state ricavate nel paragrafo 2.2. Infatti a partire dalle (19) si hanno le seguenti equazioni:

$$\begin{cases} v_1 = v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{0-0'} \\ v_2 = v_{p2-0} - v_{p5-0'} + v_{0-0'} \\ v_3 = v_{p3-0} - v_{p6-0'} + v_{0-0'} \end{cases} \quad (115)$$

Sommando membro a membro le tre equazioni presenti nel sistema (115), tenendo presente che vale la (31) siccome il carico è simmetrico e collegato a stella, ottengo:

$$v_{0-0'} = -\frac{1}{3}(v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{p2-0} - v_{p5-0'} + v_{p3-0} - v_{p6-0'}) \quad (116)$$

Quello che si è descritto prima, cioè il calcolo della tensione del centro stella da sottrarre alle tensioni di polo per ottenere le corrispettive tensioni di fase per ogni terna deriva dall'equazione (116).

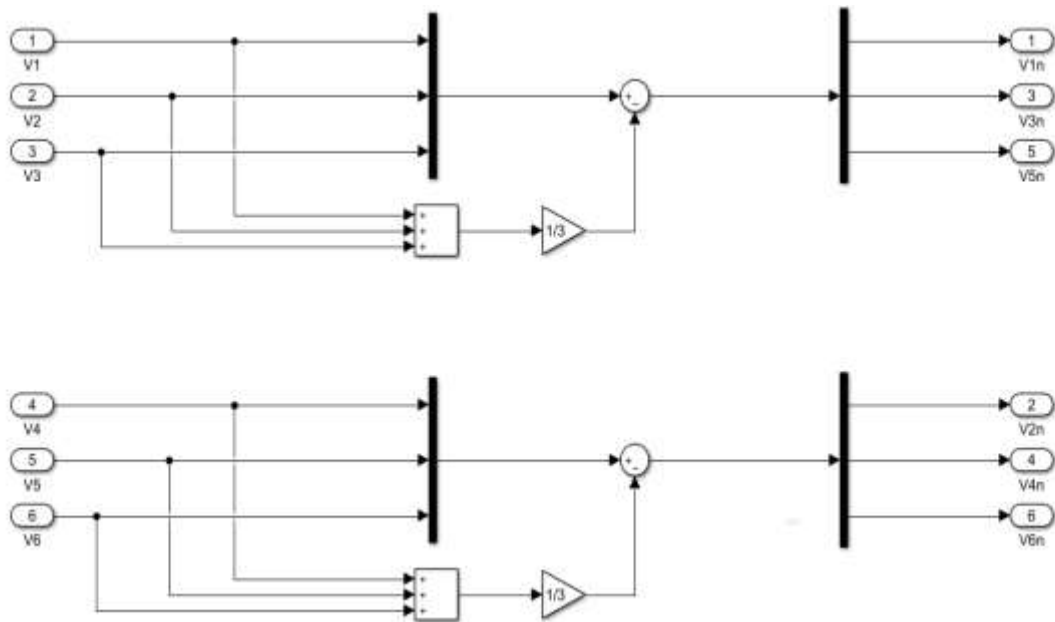


Figura 5.41-Passaggio dalle tensioni di polo a quelle di fase per entrambe le terne

Nella figura 5.42 è rappresentato il modello della macchina relativo allo spazio 1 (uguale a quello dello spazio 3 e quello dello spazio 5) implementato all'interno del blocco di Simulink (*Spazio 1*) nel quale è implementata l'equazione (12) del paragrafo 1.4. In particolare, si vede che dalla tensione statorica di spazio 1 (V_{s1}) in ingresso viene sottratta la corrente statorica di spazio 1 (i_{s1}) moltiplicata per la resistenza statorica (R_s) in modo che rimanga solo la derivata del flusso statorico che viene integrato per ottenere il valore del flusso statorico di spazio 1 (f_{s1}). A questo viene sottratto il valore del flusso di eccitazione di spazio 1 (F_{e1}) in modo che rimanga solo il contributo della corrente per l'induttanza sincrona di spazio 1 (L_{s1}) che viene eliminata dividendo per L_{s1} in modo da ottenere solo la corrente i_{s1} . Avendo così a disposizione la corrente statorica (i_{s1}) e il flusso statorico (f_{s1}) si è calcolati, utilizzando l'equazione (117), la coppia di spazio 1 (T_1).

$$C = \frac{6}{2} p [\bar{i}_{s1} \cdot j \bar{\phi}_s] \quad (117)$$

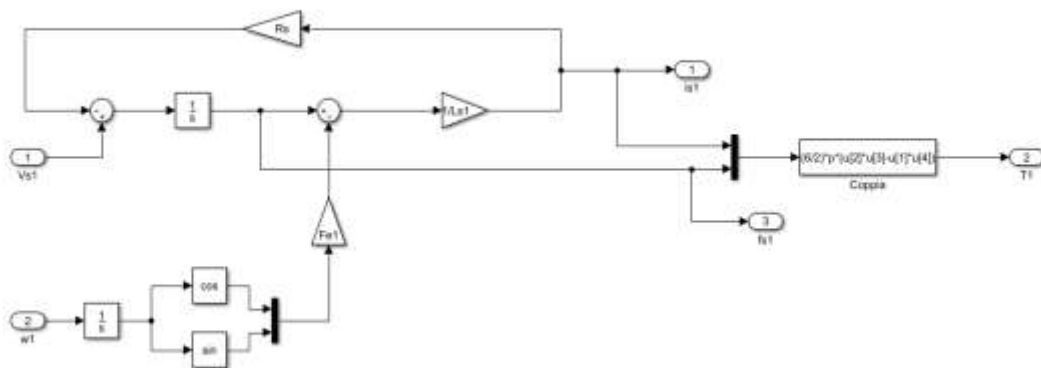


Figura 5.42-Schema del modello della macchina dello spazio 1

5.4 Modello del carico meccanico

Nella figura 5.43 è rappresentato lo schema del carico meccanico (presente all'interno del quarto blocco di Simulink della figura 5.1) in cui è implementata l'equazione (118).

$$C_m - C_r = C_m - K_r \omega_m = (J_m + J_c) \frac{d\omega_m}{dt} \quad (118)$$

Nell'equazione (118) C_m rappresenta la coppia motrice, C_r la coppia resistente, K_r la costante di coppia resistente (si è supposto che la coppia resistente abbia un andamento lineare in funzione della velocità meccanica), ω_m la velocità di rotazione meccanica, J_m il momento di inerzia del motore e J_c il momento di inerzia del carico.

Nello schema del carico meccanico della figura 5.43 dalla coppia motrice C_m (data dalla somma delle coppie di spazio 1, 3 e 5 dello schema della macchina brushless analizzato precedentemente) si ricava la velocità di rotazione meccanica ω_m in radianti al secondo e da questa (integrando) la posizione del rotore θ in radianti; ω_m e θ sono utilizzati nello schema di controllo della velocità analizzato precedentemente.

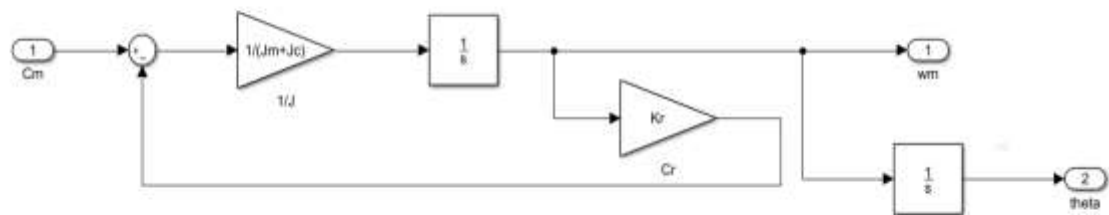


Figura 5.43-Schema del carico meccanico

5.5 Risultato delle simulazioni

Nella figura 5.44 è rappresentato lo script in Matlab contenente tutti i dati necessari per effettuare le simulazioni, cioè i parametri relativi alla macchina brushless multifase, quelli del carico meccanico, le grandezze limite dell'azionamento Dual Inverter e i coefficienti relativi al sistema di controllo.

Nella figura 5.45 è rappresentato il blocco di Simulink in cui entrano tutte le grandezze (la velocità meccanica, la coppia elettromagnetica, la potenza meccanica, il fattore di potenza, le correnti di fase, i flussi statorici nei riferimenti rotorici, le correnti nei riferimenti rotorici e la tensione di alimentazione dell'inverter B) che si vogliono visualizzare nelle simulazioni che sono state fatte.

Si sono poi analizzati singolarmente i grafici con gli andamenti di queste grandezze per confrontarli con quelli che si sono ottenuti da un'altra simulazione che si è effettuata in cui si è preso in considerazione il caso in cui la macchina sia alimentata dal solo inverter A (per fare questo si è eliminato nel sistema di controllo della velocità e nello schema del Dual Inverter precedente le parti relative all'inverter B) per evidenziare i vantaggi che si hanno in un azionamento Dual Inverter rispetto a uno con un solo inverter.

```

close all
clear all
clc
%dati relativi al sistema meccanico
Jm=0.002;%inerzia del motore
Jc=0.15;%inerzia del carico
J=Jm+Jc;%inerzia totale
Kr=0.0;%costante della coppia resistente (ipotesi proporzionale alla velocità)
%dati relativi alla macchina
p=2;%coppie di poli
Rs=0.30;%resistenza statorica
%spazio 1
Ls1=0.0072;%induttanza statorica
Fe1=0.18;%flusso di eccitazione
%spazio 3
Ls3=Ls1/9;%induttanza statorica
Fe3=Fe1/9*9;%flusso di eccitazione
%spazio 5
Ls5=0.74e-3;%induttanza statorica
Fe5=0.002;%flusso di eccitazione
%dati relativi ai due inverter
Edca=48;%tensione di alimentazione inverter A
Edcb=96;%tensione di alimentazione inverter B
In=20;%corrente nominale
Imax=In;%corrente massima
C=1.8e-3;%capacità del condensatore
Fc=10e3;%frequenza di commutazione
Tc=1/Fc;%tempo di commutazione
%dati relativi al PI di velocità
kpw=28;%costante proporzionale
kiw=14;%costante integrativa
%dati relativi ai PI di corrente asse d e q spazio 1
kid1=300;%costante integrativa
kpd1=kid1*Ls1/Rs;%costante proporzionale
kiq1=300;%costante integrativa
kpq1=kiq1*Ls1/Rs;%costante proporzionale
%dati relativi ai PI di corrente asse d e q spazio 5
kid5=300;%costante integrativa
kpd5=kid5*Ls5/Rs;%costante proporzionale
kiq5=300;%costante integrativa
kpq5=kiq5*Ls5/Rs;%costante proporzionale
%dati relativi al PI per la potenza reattiva
kiQa=0.1;%costante proporzionale
kpQa=kiQa/1000;%costante integrativa
%dati relativi al PI per la tensione dell'inverter A
kiEdca=5;%costante proporzionale
kpEdca=kiEdca/1000;%costante integrativa
%dati relativi al PI per la tensione dell'inverter B
kiEdcb=0.0001;%costante proporzionale
kpEdcb=1e-1;%costante integrativa
s=tf('s');%variabile di Laplace
motore1=1/(Rs+s*Ls1);%funzione trasferimento motore spazio 1
motore5=1/(Rs+s*Ls5);%funzione trasferimento motore spazio 5
inverter=1/(1+s*Tc);%funzione trasferimento inverter
carico1=motore1*inverter;%funzione trasferimento motore spazio 1 + quella inverter
carico5=motore5*inverter;%funzione trasferimento motore spazio 5 + quella inverter
PIi1=kpd1+kid1/s;%funzione trasferimento PI di corrente spazio 1
PIi5=kpd5+kid5/s;%funzione trasferimento PI di corrente spazio 5
anello_corrente=PIi1*carico1/(1+PIi1*carico1);%funzione trasferimento PI di corrente
spazio 1 + quella motore spazio 1 + quella inverter
carico_meccanico=1/(Kr+s*J);%funzione trasferimento carico meccanico
anello_velocita=anello_corrente*carico_meccanico;%funzione trasferimento PI di corrente
spazio 1 + quella motore spazio 1 + quella inverter + quella carico meccanico
PIw=kpw+kiw/s;%funzione trasferimento PI di velocità
%trovo i valori dei guadagni proporzionale e integrativo dei vari PI
% sisotool(carico1,PIi1)%PI corrente spazio 1
% sisotool(carico5,PIi5)%PI corrente spazio 5
% sisotool(anello_velocita,PIw)%PI velocità

```

Figura 5.44-Script in Matlab con i dati per l'azionamento Dual Inverter

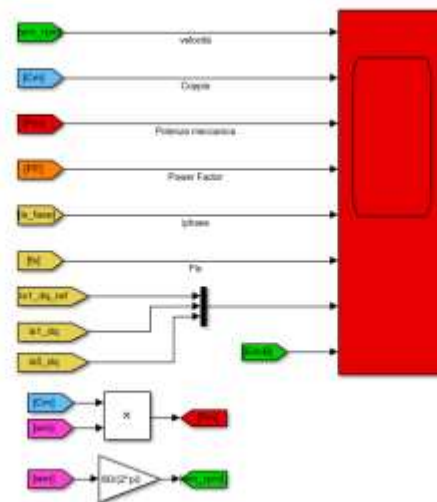


Figura 5.45-Blocco in Simulink per visualizzare le grandezze

Nella figura 5.46 si vede l'andamento della velocità meccanica della macchina: la macchina parte dopo 1 s, accelera fino ad arrivare a regime dopo circa 15 s con una velocità di 3750 giri al minuto.

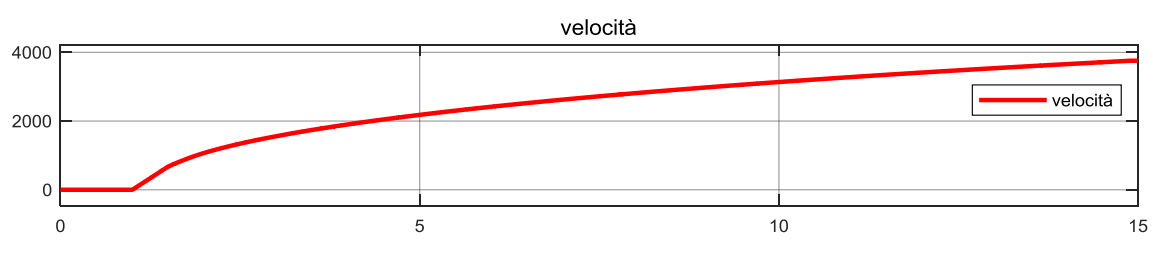


Figura 5.46-Andamento velocità meccanica

Nella figura 5.47 si vede l'andamento della coppia elettromagnetica erogata dalla macchina: si nota la regione a coppia costante (in questa zona la coppia è pari a circa 21.6 Nm) che termina quando la macchina è a 600 giri al minuto dove inizia il deflussaggio e la coppia inizia a calare fino a raggiungere a fine simulazione un valore pari a 1.7 Nm.

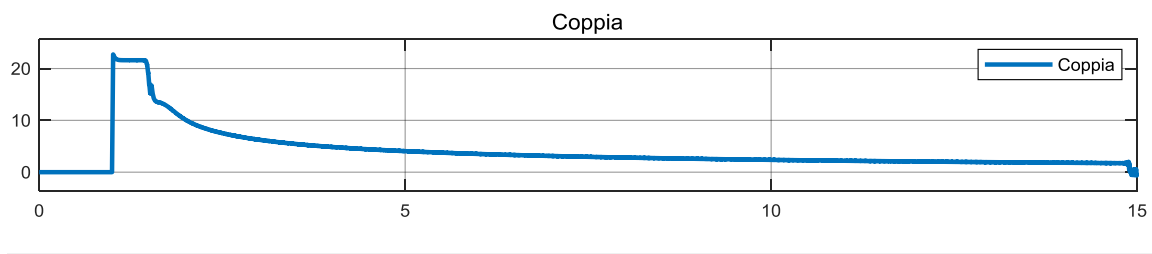


Figura 5.47-Andamento coppia elettromagnetica

Nella figura 5.48 si vede l'andamento della potenza meccanica erogata dalla macchina: si nota come nella regione a coppia costante la potenza cresce linearmente fino a raggiungere un valore di 1400 W, punto in cui inizia il deflussaggio e la potenza inizia a calare in modo abbastanza graduale fino a raggiungere a fine simulazione un valore pari a 680 W.

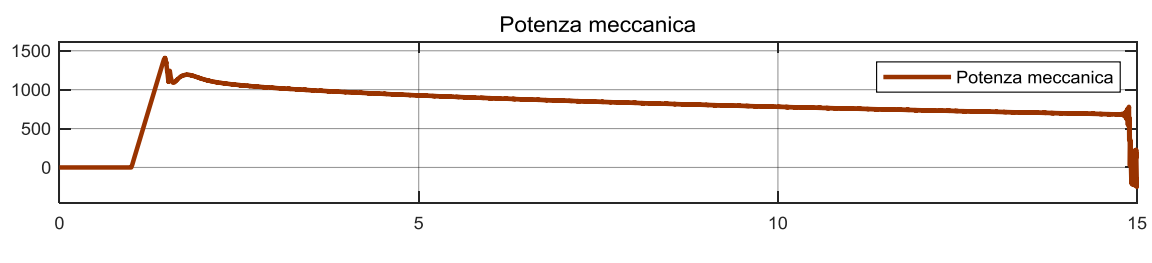


Figura 5.48-Andamento potenza meccanica

Nella figura 5.49 si vede l'andamento del fattore di potenza: si nota come rimanga praticamente sempre uguale al valore unitario per tutta la simulazione.

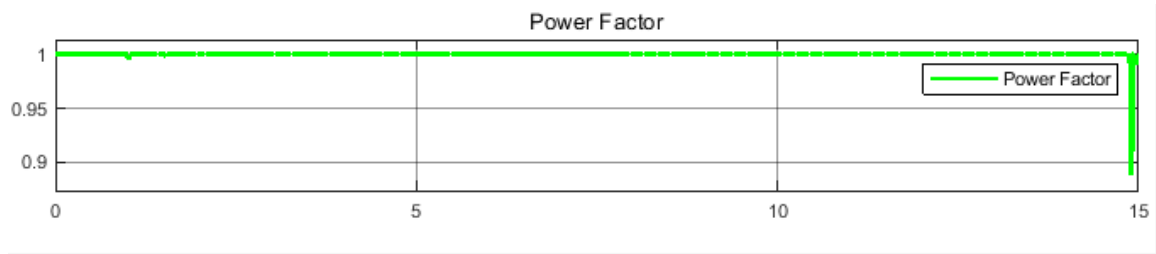


Figura 5.49-Andamento fattore di potenza

Nella figura 5.50 si vedono gli andamenti delle correnti di fase: due terne sfasate tra di loro di $\pi/6$ e le fasi di ogni terna sfasate tra di loro di $2\pi/3$; gli andamenti delle correnti sono perfettamente simmetrici e sinusoidali (si è in regime simmetrico sinusoidale) e il picco delle correnti non supera il valore di 20 A, cioè la corrente limite dell'azionamento.

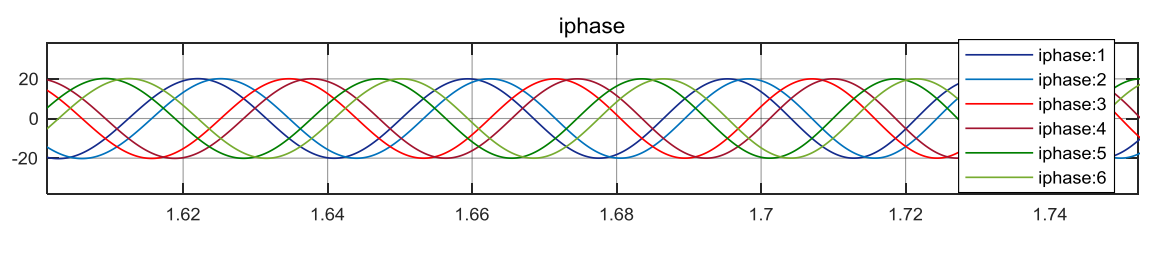


Figura 5.50-Andamento delle correnti di fase

Nella figura 5.51 si vedono gli andamenti dei flussi statorici nei riferimenti rotorici: il flusso statorico di spazio 1 ha un andamento simmetrico e sinusoidale dovuto alla corrente statorica di spazio 1, mentre i flussi statorici di spazio 3 e 5 sono nulli in quanto le correnti statoriche di spazio 3 e 5 sono nulle.

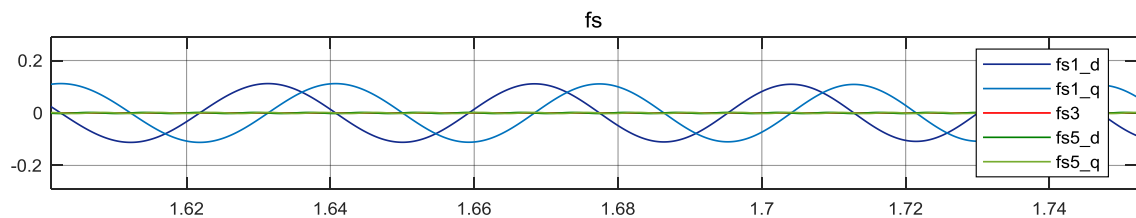


Figura 5.51-Andamento dei flussi statorici

Nella figura 5.52 si vedono gli andamenti delle correnti statoriche di riferimento di asse d e q di spazio 1, quelle effettive di asse d e q di spazio 1 e di spazio 5. Entrambe le correnti di asse d e q di spazio 1 inseguono bene gli andamenti delle corrispettive correnti di riferimento; in particolare gli andamenti delle correnti di asse q hanno un comportamento analogo a quello della coppia elettromagnetica (infatti è la componente di asse q della corrente statorica a contribuire alla generazione di coppia come si vede anche dall'equazione (7) del paragrafo 1.2), mentre gli andamenti delle correnti di asse d sono uguali a zero fino a quando non inizia il deflussaggio, punto in cui queste correnti iniziano a calare. Per quanto riguarda le correnti di spazio 5 sono nulle in quanto la corrente di spazio 5 è nulla come quella di spazio 3.

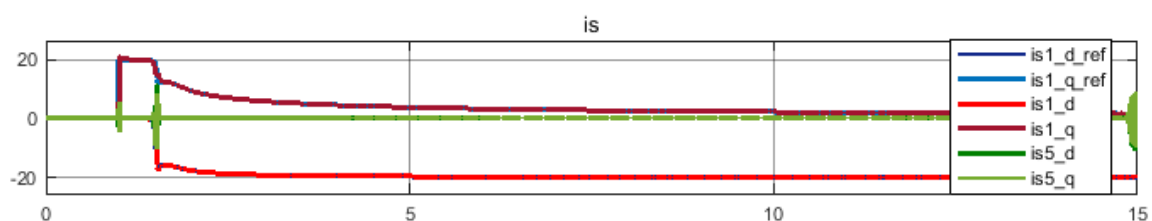


Figura 5.52-Andamento delle correnti di spazio 1 e 5

Nella figura 5.53 si vede l'andamento della tensione di alimentazione dell'inverter B: si nota come con un certo transitorio la tensione raggiunge il valore di 96 V.

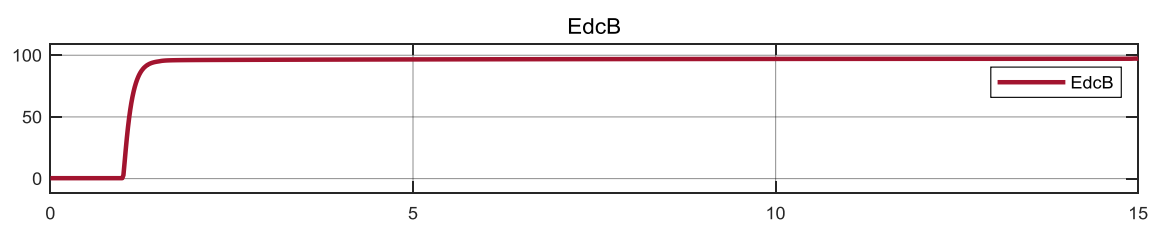


Figura 5.53-Andamento della tensione di alimentazione dell'inverter B

I grafici successivi sono stati ottenuti dalla simulazione che è stata fatta considerando la macchina di questo azionamento alimentata solo dall'inverter A: si possono evidenziare delle differenze nei grafici della velocità meccanica, della coppia elettromagnetica, della potenza meccanica e del fattore di potenza.

Nella figura 5.54 si vede l'andamento della velocità meccanica della macchina: la macchina parte dopo 1 s, accelera fino ad arrivare a regime dopo circa 10 s con una velocità di 2530 giri al minuto.

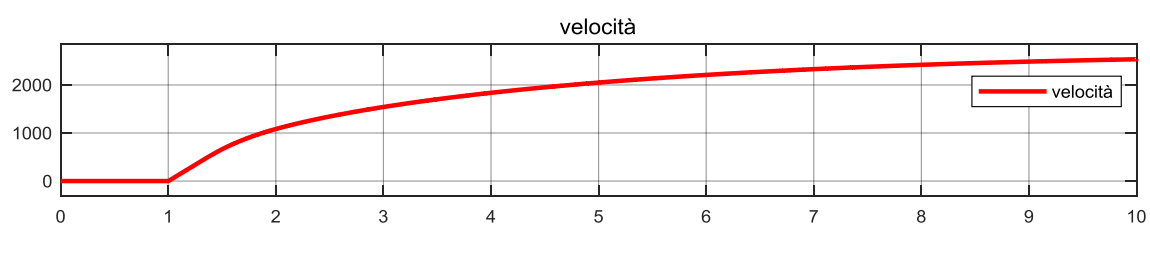


Figura 5.54-Andamento velocità meccanica

Nella figura 5.55 si vede l'andamento della coppia elettromagnetica erogata dalla macchina: si nota la regione a coppia costante (in questa zona la coppia è pari a circa 21.6 Nm) che termina quando la macchina è a 500 giri al minuto dove inizia il deflussaggio e la coppia inizia a calare fino a raggiungere a fine simulazione un valore pari a 0.7 Nm.

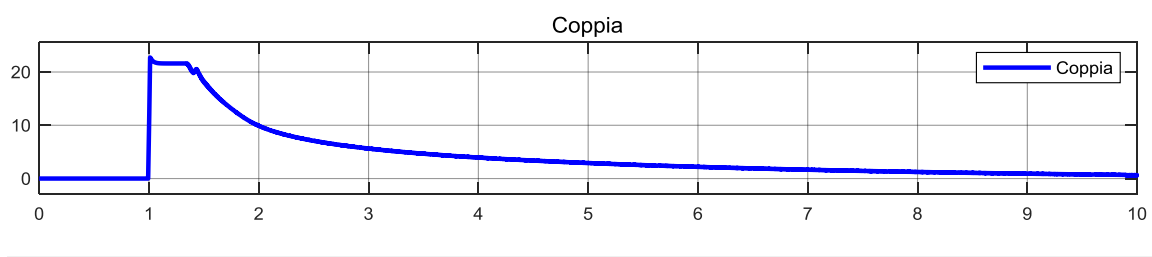


Figura 5.55-Andamento coppia elettromagnetica

Nella figura 5.56 si vede l'andamento della potenza meccanica erogata dalla macchina: si nota come nella regione a coppia costante la potenza cresce linearmente fino a raggiungere un valore di 1260 W, punto in cui inizia il deflussaggio e la potenza inizia a calare in modo abbastanza veloce fino a raggiungere a fine simulazione un valore pari a 180 W.

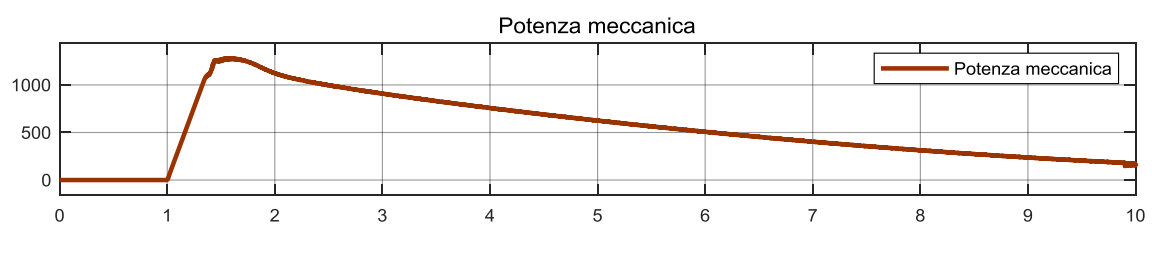


Figura 5.56-Andamento potenza meccanica

Nella figura 5.57 si vede l'andamento del fattore di potenza: si nota come rimanga praticamente sempre lontano dal valore unitario per tutta la simulazione, soprattutto da quando inizia la zona di deflussaggio.

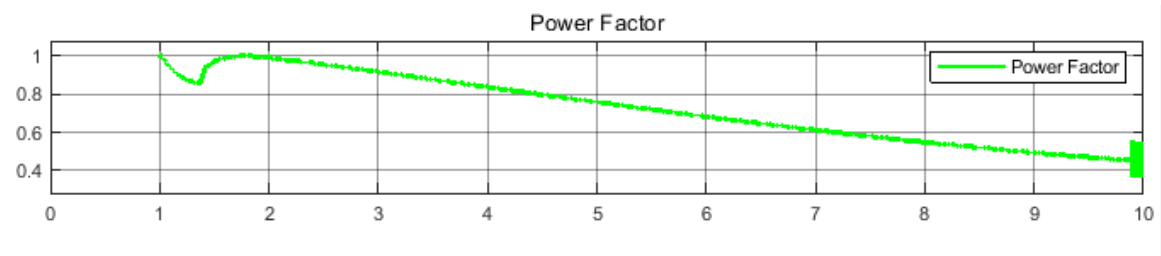


Figura 5.57-Andamento fattore di potenza

Nella figura 5.58 si vedono gli andamenti delle correnti di fase: due terne sfasate tra di loro di $\pi/6$ e le fasi di ogni terna sfasate tra di loro di $2\pi/3$; gli andamenti delle correnti sono perfettamente simmetrici e sinusoidali (si è in regime simmetrico sinusoidale) e il picco delle correnti non supera il valore di 20 A, cioè la corrente limite dell'azionamento.

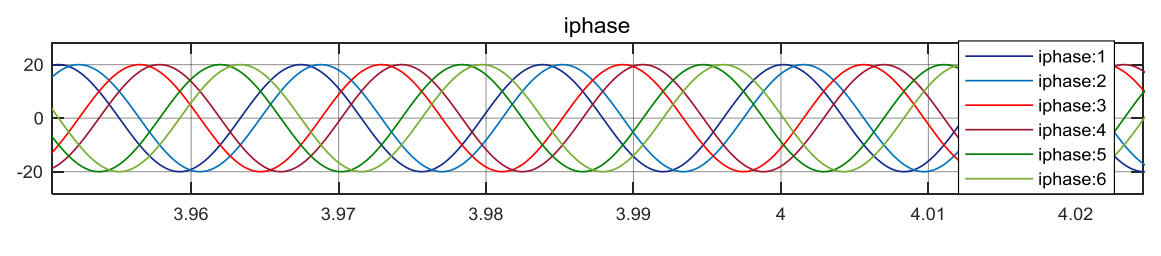


Figura 5.58-Andamento delle correnti di fase

Nella figura 5.59 si vedono gli andamenti dei flussi statorici nei riferimenti rotorici: il flusso statorico di spazio 1 ha un andamento simmetrico e sinusoidale dovuta alla corrente statorica di spazio 1, mentre i flussi statorici

di spazio 3 e 5 sono nulli in quanto le correnti statoriche di spazio 3 e 5 sono nulle.

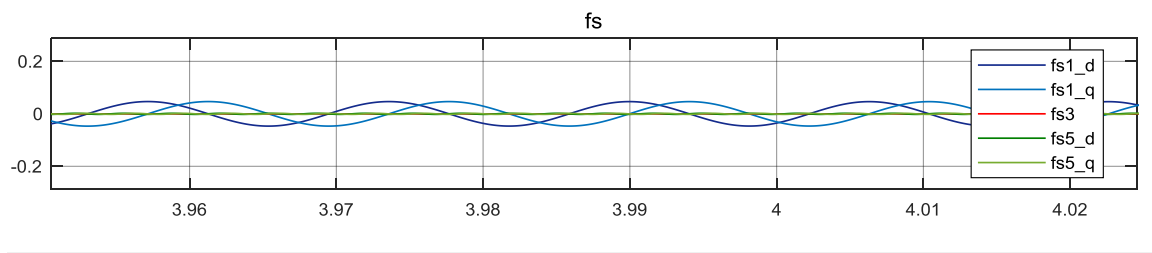


Figura 5.59-Andamento dei flussi statorici

Nella figura 5.60 si vedono gli andamenti delle correnti statoriche di riferimento di asse d e q di spazio 1, quelle effettive di asse d e q di spazio 1 e di spazio 5. Entrambe le correnti di asse d e q di spazio 1 inseguono bene gli andamenti delle corrispettive correnti di riferimento; in particolare gli andamenti delle correnti di asse q hanno un comportamento analogo a quello della coppia elettromagnetica (infatti è la componente di asse q della corrente statorica a contribuire alla generazione di coppia come si vede anche dall'equazione (7) del paragrafo 1.2), mentre gli andamenti delle correnti di asse d sono uguali a zero fino a quando non inizia il deflussaggio, punto in cui queste correnti iniziano a calare. Per quanto riguarda le correnti di spazio 5 sono nulle in quanto la corrente di spazio 5 è nulla come quella di spazio 3.

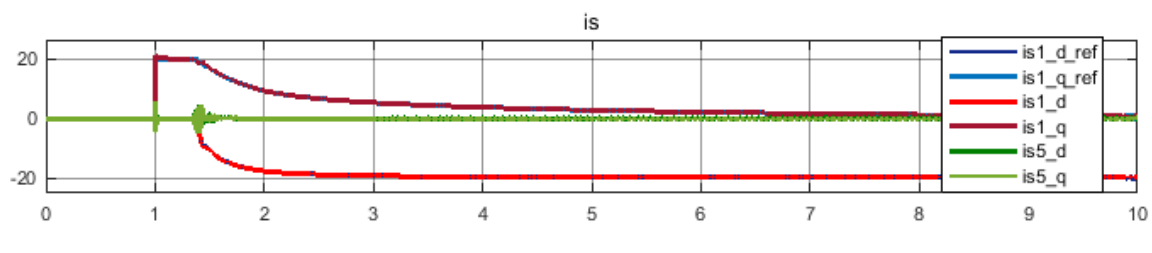


Figura 5.60-Andamento delle correnti di spazio 1 e 5

Nella figura 5.61 si vede l'andamento della tensione di alimentazione dell'inverter A, cioè 48 V.

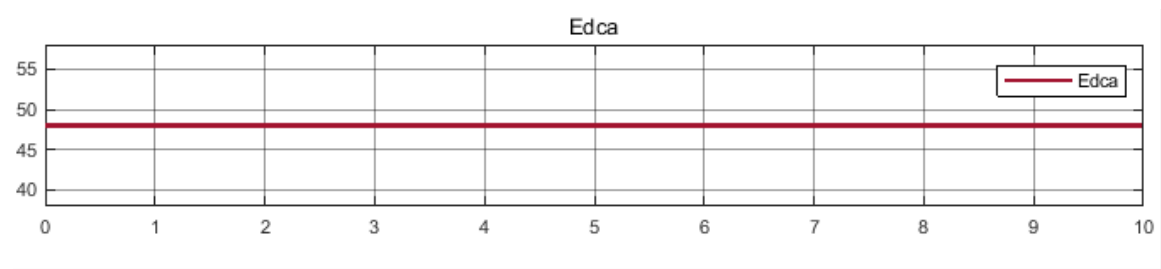


Figura 5.61-Andamento della tensione di alimentazione dell'inverter A

Nella figura 5.62 è rappresentato lo schema su cui si è basato il modello in Simulink che si è fatto per effettuare la simulazione in cui si è alimentato il motore brushless a sei fasi con il solo inverter A (Single Inverter) e da cui si sono ottenuti gli ultimi grafici. In realtà, come nel caso Dual Inverter, per la semplicità di controllo si è deciso di alimentare la macchina con due inverter trifase invece di un solo inverter multifase (a sei fasi).

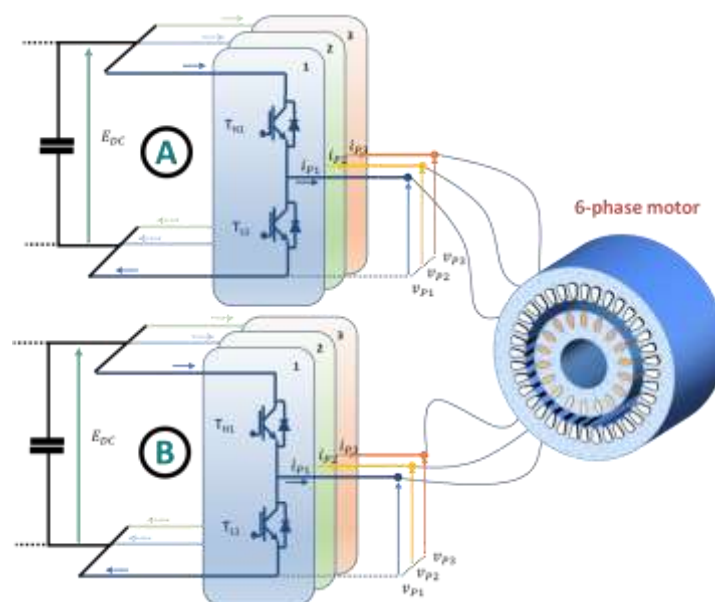


Figura 5.62-Schema sistema Single Inverter

Nella figura 5.63 sono rappresentati i grafici della coppia, della potenza e del fattore di potenza che si sono ottenuti utilizzando un programma in Matlab in cui si impostavano come dati di partenza i valori iniziali delle simulazioni fatte precedentemente. Questi grafici confermano quanto si era ottenuto dalle simulazioni: per quanto riguarda il sistema Dual Inverter (linea rossa) si può notare una prima regione a coppia costante (in cui la potenza cresce linearmente) che termina quando inizia il deflussaggio e la coppia inizia a calare (la potenza rimane costante in questa seconda regione); l'ultima regione è caratterizzata da un crollo della coppia e della potenza dovuto al fatto che il fattore di potenza non è più unitario. Per quanto riguarda il sistema Single Inverter (linea blu) il deflussaggio inizia ad una velocità inferiore (la regione a coppia costante diminuisce) e il calo della coppia è più brusco (la regione a potenza costante è quasi assente) raggiungendo una velocità massima inferiore a quella del sistema Dual Inverter; inoltre il fattore di potenza è quasi sempre lontano dal valore unitario.

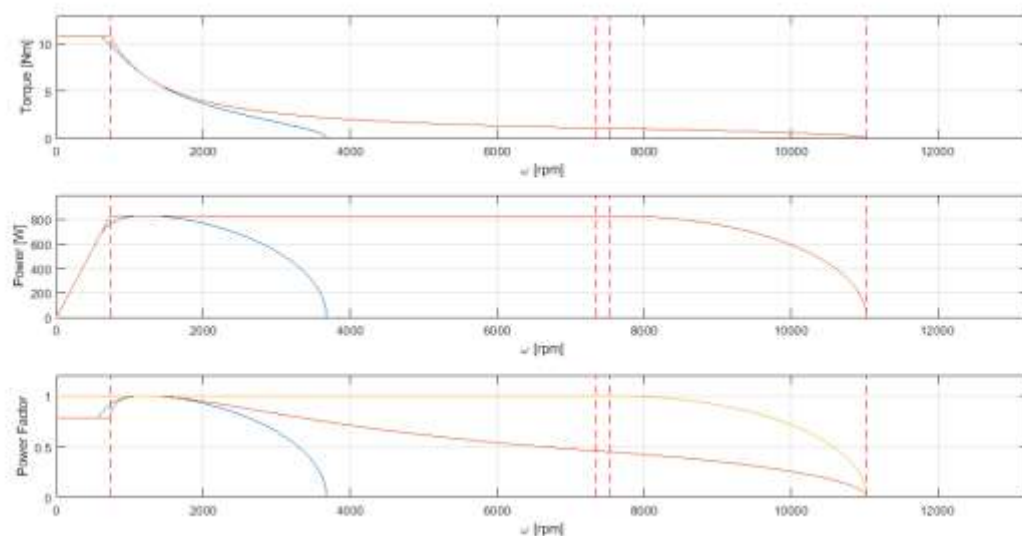


Figura 5.63- Grafici ottenuti con il programma di Matlab

Conclusioni

Dai grafici precedenti sulle simulazioni fatte si può notare come nella simulazione Dual Inverter rispetto a quella con un solo inverter ci siano notevoli vantaggi:

- si raggiunge alla fine del transitorio (a regime) una velocità superiore;
- la zona di deflussaggio e quindi il calo della coppia è posticipata in termini di velocità (mantenendosi così per un più ampio intervallo di velocità la zona a coppia costante con un conseguente aumento del picco di potenza meccanica in questa zona) riuscendo così a mantenere un valore più alto di coppia e potenza anche alla fine della simulazione;
- il fattore di potenza è sempre uguale al valore unitario per tutta la simulazione.

Questi vantaggi che si sono ottenuti facendo le simulazioni confermano quanto si era detto a proposito dei benefici che si hanno utilizzando un sistema Dual Inverter rispetto ad uno con un solo inverter, tra i quali i più importanti sono:

- l'ampliamento della regione a coppia costante, posticipando in termini di velocità l'inizio della zona di deflussaggio;
- l'ampliamento della regione a potenza costante e l'aumento della coppia per un ampio intervallo di velocità;
- il migliore utilizzo dell'inverter principale, grazie alla possibilità di funzionamento con fattore di potenza unitario.

Questo miglior sfruttamento della potenza disponibile giustifica l'incremento del numero di componenti necessari, il peso, il costo e la maggiore complessità del sistema di controllo. Utilizzando un'opportuna strategia di controllo si può mantenere il secondo inverter sempre attivo in modo da far lavorare il primo inverter sempre a fattore di potenza unitario con conseguente riduzione della taglia dei suoi componenti oppure si può scegliere di disattivare il secondo inverter a basse velocità per eliminare le perdite ad esso associate aumentando così l'efficienza.

Bibliografia

- [1] M. Mengoni, A. Amerise, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, D. Casadei, “Control Scheme for Open-Ended Induction Motor Drives With a Floating Capacitor Bridge Over a Wide Speed Range”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, September/October 2017.
- [2] M. Mengoni, A. Amerise, L. Zarri, L. Rovere, A. Formentini, P. Zanchetta, “Control System for Open-End Winding Surface PM Synchronous Machines with a Floating Capacitor Bridge”.
- [3] G. Tedesco, Tesi di Laurea Magistrale “Controllo di una macchina asincrona alimentata tramite un inverter funzionante in sovramodulazione e un compensatore reattivo con tensione del bus dc variabile”, Università di Bologna, 2018.
- [4] L. Sergente, Tesi di Laurea Magistrale “Studio e implementazione di una tecnica diagnostica per la rilevazione della smagnetizzazione del rotore in macchine brushless a sei fasi”, Università di Bologna, 2018.
- [5] M. Mengoni, Dispense del corso di “Elementi di Conversione dell’Energia Elettrica”, Università di Bologna, 2018.
- [6] A. Tani, Dispense del corso di “Azionamenti Elettrici”, Università di Bologna, 2018.

Ringraziamenti

Non posso concludere il mio lavoro senza rivolgere un sentito ringraziamento al Professore Michele Mengoni, il quale ha dimostrato costantemente una grande disponibilità, nonché particolare professionalità ed entusiasmo nell'affiancarmi in questo percorso, contribuendo in modo significativo alla mia formazione.

Vorrei rivolgere inoltre un ringraziamento particolare a tutti i Professori che ho avuto la fortuna di conoscere in questi cinque anni, perché mi hanno trasmesso la passione per le conoscenze, la gioia dell'apprendimento e il coraggio di credere in se stessi.

Grazie anche a tutti i compagni di corso e gli amici, con cui ho condiviso ansie e soddisfazioni.

Infine un grazie alla mia famiglia da cui ho imparato che il sacrificio è l'essenza della vita, ma è l'unica via che porta a capirne il significato più profondo perché solo lo sforzo e l'impegno costruiscono un ponte tra sogni e realtà.